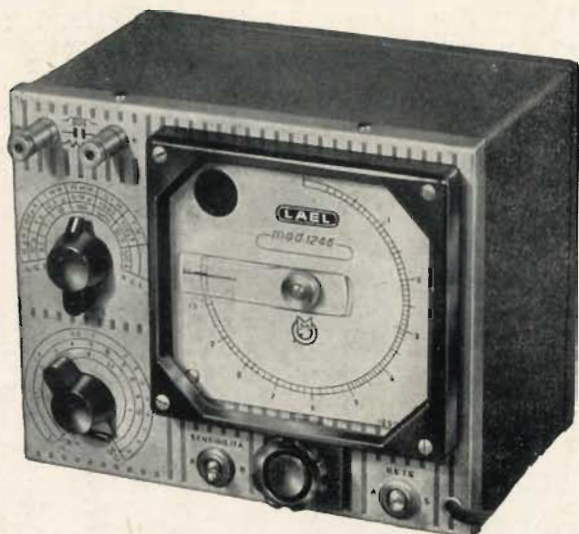
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXI - Novembre 1949
NUMERO 11
LIRE DUECENTO

CORSO XXII MARZO 6 - TELEFONO 58.56.62

Oscillografo Mod. 170

Tubo a raggi catodici DG7/2
Asse tempi 20 Hz ÷ 60 KHz
Amplificazione 80 d.b. costante entro 2 d.b. da 20 Hz a 180 KHz
Fattore deflessione 0.4 mV./mm.
Valvole usate DG7/2-WE13-WE13 EF6 AZ1-AZ1

Ponte R.C.L. Mod. 124C

MISURE

Resistenze 05 ohm 1,1 MΩ
Capacità 10 pF 110 μF
Induttanze 50 μH 11 H
Angolo di perdita capacità "tg δ" $1x10^{-2}$ a 1
Fattore di merito induttanze "Q" 0.2 a 500
Oscillatore interno a 1000 Hz per misure di capacità e induttanze
Precisione: Resistenze 1% - Capacità 2% - Induttanze 3%

Ponte R.C.L. Mod. C50

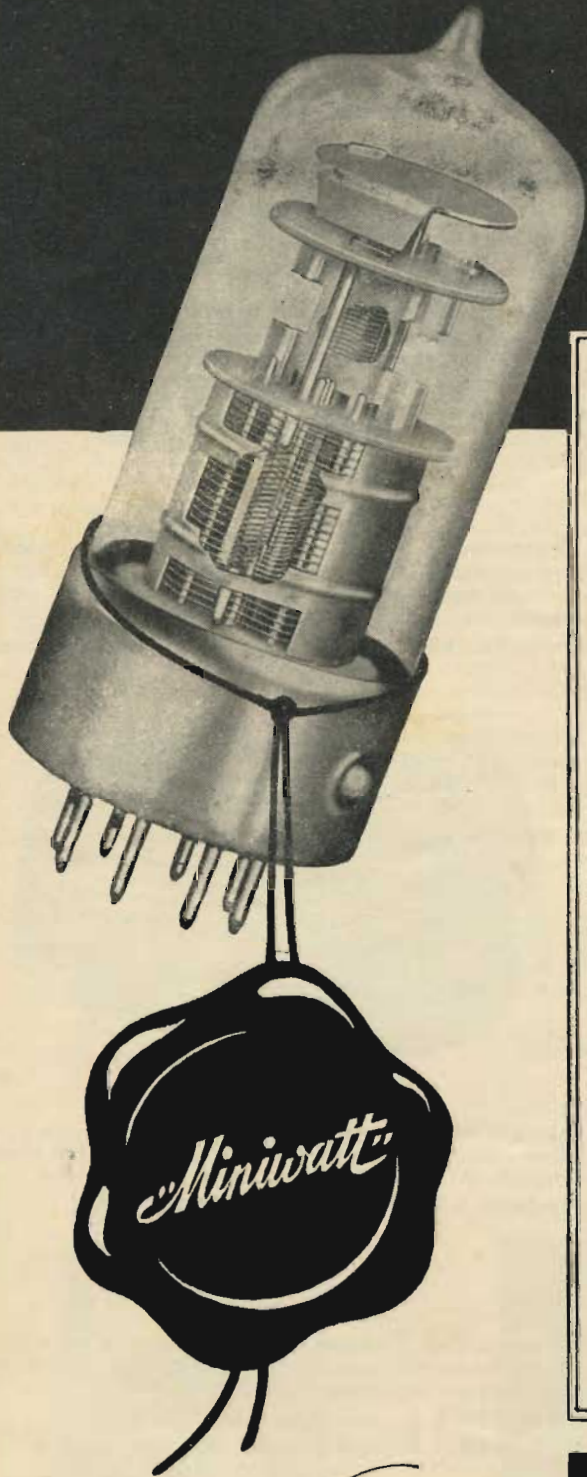
MISURE

Resistenza da 0.1 Ω a 1 M Ω
Capacità da 10 pF a 100 μH
Induttanze da 2 μH a 100 H

Fattore di potenza R/X da $2\text{-}10^{-3}$ a 1
Fattore di merito (Q) da 0.02 a 1000
Oscillatore interno a 1000 Hz

Oscillatore Mod. 145/B

Gamma frequenza 165 KHz a 30 MHz in 6 gamme commutabili a tamburo presisione 1%
Gamma MF allargata 440 490 KHz con taratura ad ogni KHz precisione 1 ‰
Modulazione a 400 Hz profondità di modulazione 35%
Tensione d'usc. mass. 0.1 Volt costante in tutte le gamme
Attenuatore resistivo con avvolgimenti Ayrton Perry

nuova tecnica elettronica

1. Eccellenti proprietà elettriche
2. Dimensioni molto piccole
3. Bassa corrente d'accensione
4. Struttura adatta per ricezione in onde ultra-corte
5. Tolleranze elettriche molto ristrette che assicurano uniformità di funzionamento tra valvola e valvola
6. Buon isolamento elettrico fra gli spinotti di contatto
7. Robustezza del sistema di elettrodi tale da eliminare la microfonicità
8. Rapida e facile inserzione nel portavalvole grazie all'apposita sporgenza sul bordo
9. Assoluta sicurezza del fissaggio
10. Esistenza di otto spinotti d'uscita, che permettono la costruzione di triodi-esodi convertitori di frequenza a riscaldamento indiretto
11. Grande robustezza degli spinotti costruiti in metallo duro, che evita qualunque loro danneggiamento durante l'inserzione
12. Possibilità di costruire a minor prezzo, con le valvole "Rimlock", apparecchi radio sia economici che di lusso

Serie Rimlock

PHILIPS

NUMERO 11 **NOVEMBRE 1949**

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

XXI ANNO DI PUBBLICAZIONE

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione ed Uffici Pubblicitari:
VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70.29.08
CONTO CORRENTE POSTALE 3/24227 - CCE CCI 225.438

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « l'antenna » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 200;** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2000 più 40** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 4000 + 80.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

La collaborazione dei lettori è accettata e compensata. I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati. La responsabilità tecnica scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni o le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

sulle onde della radio

RAI E ..... LAI

E' da tempo che molti nostri lettori ci sollecitano perchè torniamo ad occuparci, come eravamo soliti fare una volta, della RAI e delle sue trasmissioni. Avevamo tralasciato quell'abitudine di critica e di controllo, che riusciva così gradita al nostro pubblico, per diverse ragioni, non ultima quella di sperare che un giorno o l'altro la RAI si sarebbe finalmente decisa a mettere in opera tutti i mezzi a sua disposizione per risolvere una situazione che in fatto di programmi può essere definita intollerabile. Purtroppo, ci siamo dovuti convincere, e con nostro vivo rammarico, che quel giorno è ancora di là da venire: nessun indizio consente di prevedere un prossimo cambiamento nell'andazzo che tutti gli ascoltatori deplorano.

* * *

Increscioѕa constatazione di tutti i giorni e di tutte le ore: trasmissioni tecnicamente cattive e non di rado pessime, registrazioni inudibili, la solita profluvie di dischi; e non parliamo, per carità (il solito chiodo) della ossessionante pubblicità, troppa della quale ridicola e di cattivo gusto, quando non cade nella più piatta e grossolana idiozia.

E poichè a noi piace di essere sempre obbiettivi, aggiungiamo che a fare da parziale contrappeso a quelle passività di bilancio, esiste anche una parte attiva: nei programmi della RAI c'è anche qualche cosa di buono ed anche di ottimo. Cosa nota a tutti gli assidui della radio: ma è così poco... La sua rarità si perde nel *mare magnum* della parte deteriore che viene imposta all'ascoltatore e che questo deve subire: una specie di guazzetto di spunti pubblicitari, dischi (qualche volta girati a metà) di musica leggera, varia, di canzoni, ritmi, registrazioni inglesi, americane, ecc. *Dulcis in fundo*: musica da ballo, mattina e sera, come se l'umanità attuale avesse a sua suprema mèta il godimento di quel tipo di musica esclusivamente dedicato a mettere in moto le gambe. Constatazioni auricolari personali, le quali dànno la più probatoria conferma della giustezza delle voci di rammarico e di protesta che ci giungono da tante parti.

* * *

Accettiamo perciò le sollecitazioni che i lettori ci rivolgono e vedremo di dedicare un po' di spazio anche a questo argomento. Con l'augurio, però, di non esser costretti a continuare per lungo tempo, sia perchè la RAI, cambiando sistema, ci privi di ogni appiglio di critica (e noi saremmo i primi a rallegrarcene) sia perchè si debba ancora una volta convincersi che è tempo perso e carta sciupata. Ce ne dorremmo sinceramente, e molto, per gli ascoltatori, per i nostri lettori e per il buon nome della Radio Italiana, alla maggiore perfezione della quale non sono sufficienti (lo credano i signori dirigenti dell'Ente) le tante dichiarazioni ufficiose e ufficiali, secondo cui la RAI dedicherebbe le sue massime cure al costante miglioramento tecnico ed artistico delle trasmissioni, che è all'avanguardia, ecc. ecc. Più che le ornate parole, gli ascoltatori preferirebbero i fatti. Da parte nostra, non mancheremo, com'è giusto, di segnalare il bello e il lodevole che ci sarà dato di ascoltare, non fosse altro che per contraddire gli ipercritici di professione e per partito preso, che hanno il viziaccio di dir corna di ogni cosa e d'ognuno.

RADIOLYMPIA 1949

La Mostra Nazionale Britannica della Radio inaugurata il 28 settembre scorso all'Olympia dal Lord Presidente del Consiglio, Herbert Morrison, è certo la più imponente fra tutte le mostre annuali finora tenute da questa industria. Questa 16ª edizione della serie ha segnato un netto distacco dagli altri anni in quanto, mentre gli apparecchi radio occupano sempre un posto importante, la massima attenzione è stata concentrata sulla televisione. Radiolympia 1949 ha illustrato tutte le novità introdotte e perfezionate in questo campo dalle ditte britanniche negli ultimi due anni (Radiolympia è stata tenuta per l'ultima volta nel 1947) e questa specie di rassegna generale produce un effetto veramente sensazionale.

Le novità degli apparecchi per televisione esposte a questa mostra saranno di particolare interesse per quei paesi che si accingono ad introdurre la televisione nel loro territorio. Le novità nel campo della televisione sono molte e fra le più interessanti vi è il nuovo sistema di collegamento che permette di istallare uno schermo in ogni stanza della casa. Questo sistema permette di riprodurre immagini più grandi e più nitide di quelle date dall'apparecchio centrale. Vi è poi un nuovo apparecchio da televisione che è anche radio-grammofono, apparecchi con schermo da 16 pollici, schermi ugualmente visibili alla luce del giorno e della sera, biblioteche in cui è inserito l'apparecchio da televisione (General Electric Kingsway) apparecchi triangolari per gli angoli delle stanze (Fitton Hutchinson Lane Brighouse) e sistemi di proiezione ottica che permettono all'osservatore di vedere l'immagine riflessa su uno schermo piano. Vi sono anche modelli portatili che non richiedono antenna e che possono essere trasportati da un punto all'altro della casa; uno di essi è stato collaudato con successo su una automobile.

* * *

Una nota ditta (E.M.I. Hayes) ha perfezionato un sistema di raccordi televisivi per inviare direttamente le immagini nelle case a mezzo di filo. Ma la più sensazionale fra tutte le novità presentate alla Mostra dell'Olympia nel campo della televisione è il nuovo sistema di televisione a colori entrato ormai nella fase commerciale. La ditta di Cambridge (Pye) che presenta questa novità vi ha lavorato per più di quattro anni e vi ha speso già 50.000 sterline. L'apparecchio ricevente è circa tre volte più grande del comune apparecchio ricevente da televisione usato nelle case ed ha uno schermo a lente d'ingrandimento per aumentare la grandezza dell'immagine. Il colore è introdotto a mezzo di un filtro sotto forma di disco composto di segmenti colorati in rosso, verde e blu che gira a 1500 rotazioni al minuto e conferisce colore all'immagine.

* * *

Alcuni mesi fa, una ditta britannica annunciò di aver prodotto il più economico apparecchio da televisione del mondo. La sorpresa dell'ultimo momento riservata dalla mostra dell'Olympia è stata la presentazione di un apparecchio da 9 pollici che costa solo 36 sterline compresa la tassa d'acquisto, e perciò meno di 30 sterline per gli acquirenti stranieri (Baird Television Wembley). Questa novità è particolarmente significativa in quanto sta ad indicare la tendenza a una diminuzione dei prezzi verificatisi negli ultimi anni (una media che si aggira fra il 10 e il 20 per cento sia per apparecchi radio che per quelli di televisione). Le prospettive per la produzione di apparecchi da televisione sono particolarmente buone poichè il mercato di questa industria va rapidamente espandendosi. Nel suo discorso inaugurale, il signor Morrison ha rivelato, che, entro un periodo di cinque anni, l'ottanta per cento della popolazione britannica potrà usufruire di un servizio nazionale di televisione. La potente stazione che sarà inaugurata a Birmingham prima di Natale basterà da sola a fornire un servizio di televisione a 6 milioni di persone. Come ha sottolineato il signor Morrison: « La televisione in Gran Bretagna non va sviluppandosi come un servizio di lusso destinato a pochi, ma viene messa alla portata di tutti ».

* * *

I prezzi bassi o moderati sono pure una caratteristcia degli apparecchi radio-riceventi esposti a Radiolympia. Gli apparecchi portatili registrano in media una riduzione di prezzo del 18% rispetto al 1947, mentre gli apparecchi comuni sono diminuiti del 25%. I tre quarti degli apparecchi esposti a Radiolympia costano meno di 20 sterline e la metà del totale hanno un prezzo inferiore alle 15 sterline.

L'imponente mostra di 220 apparecchi radio-riceventi in questo settore dell'Olympia sottolinea un fatto importante che tende ad essere oscurato dalla crescente importanza della televisione, e cioè che, per quanto l'uso della televisione vada diffondendosi, essa lascia sempre un vasto campo d'azione all'apparecchio radio-ricevente. Significativo è il fatto che le esportazioni britanniche di apparecchi radio-riceventi, che sono oggi sestuplicate rispetto all'ante-guerra, tendono ancora ad aumentare. Quest'anno esse si aggirano sulla media annua di quasi 13 milioni di sterline, con un aumento di più di un milione sullo scorso anno. La spiegazione di ciò è stata data dalla Mostra dell'Olympia dove era rappresentato ogni tipo possibile di apparecchio radio-ricevente; dai grandi apparecchi di lusso al più piccolo plurionda del mondo (Balcombe, 52 Tabernacle Street, Londra E.C.). Vi è perfino un apparecchio per i sordi che può essere usato come apparecchio radio-ricevente quando non serve al suo scopo originale. E' un apparecchio tascabile azionato da due batterie (Savory and Moore, 50 Wigmore Street, Londra).

All'estremità opposta della scala vi è un nuovo apparecchio di lusso che funziona su cinque onde e contiene un sistema automatico che permette di collegare automaticamente l'apparecchio a un dato programma al momento desiderato di regolare automaticamente la frequenza e la selettività. Fra questi due estremi vi era un'ampia scelta di apparecchi « medi » che costituiscono il nocciolo delle esportazioni radio britanniche. La qualità degli apparecchi radio-riceventi è stata notevolmente migliorata negli ultimi due anni e si va curando sempre più i particolari gusti dei mercati esteri.

La radio e la televisione non sono che due settori della Mostra dell'Olympia. Vi sono anche apprecchi per tele-fono-comunicazioni, apparecchi radar e elettronici, oltre a pezzi di ricambio e accessori. Questi ultimi vengono esportati per un valore di 4. 5 milioni di sterline all'anno. (USIB)

LA TELEVISIONE IN GRAN BRETAGNA

Ora che il Governo ha liberato la BBC dalle restrizioni imposte allorchè vennero ridotti i programmi di sviluppo, sarà possibile un rapido progresso in Gran Bretagna dei servizi di televisione. Le riduzioni vennero imposte l'anno scorso in molti settori industriali allo scopo di conservare mano d'opera e altre risorse per più urgenti progetti. Dal 1° gennaio 1950 la BBC sarà libera di effettuare prelievi dalle riserve per espandere i suoi servizi televisivi. Il più potente trasmettitore del mondo — sette volte più potente di qualsiasi altro trasmettitore degli Stati Uniti — comincerà presto a funzionare nei Midlands. Situata in Birmingham, la nuova stazione dovrebbe avere una portata di 100 chilometri, ma molti ritengono che potrà arrivare fino a circa 160 km. Essa servirà una popolazione di oltre 6 milioni di persone.

Sono anche pronti i piani per altri 3 nuovi trasmettitori. Si sono iniziati i lavori per un trasmettitore presso Huddersfield, che si prevede servirà il Lancashire Meridionale e gran parte dello Yorkshire, mentre squadre di tecnici stanno studiando le località più adatte per installare una stazione per la Scozia e un'altra per il Galles Meridionale e l'Inghilterra Occidentale. La spesa preventivata per queste cinque nuove stazioni ammonta ad oltre 1.750.000 sterline.

Per la fine del 1950 i fabbricanti prevedono che saranno in uso 550 mila apparecchi televisivi contro i 150 mila che attualmente ricevono programmi solo da Londra. La produzione verrà aumentata per tenere il passo con l'espansione del servizio. Oltre 20 ditte britanniche fabbricano ricevitori televisivi, e la produzione è ora circa il doppio (6.430 apparecchi) della media mensile dell'anno scorso, contro i 2.300 apparecchi al mese del 1947 e gli 800 del 1946.

Entro due anni dall'aver cessato la sua attività bellica (radar e apparecchi simili), l'industria britannica della radio, ivi compresa la sezione televisione, ha aumentato le sue applicazioni, passando dal livello anteguerra di meno di 2 milioni di sterline all'anno, a oltre 8 milioni. Oggi, in aggiunta ai ricevitori a 405 linee per il mercato britannico, l'industria si è attrezzata a produrre apparecchi che ricevono a 625 linee e oltre per i mercati d'oltremare.

Alle notevoli riduzioni di prezzo annunziate l'8 settembre scorso da un'importante ditta per i suoi apparecchi radio, hanno fatto seguito analoghe riduzioni per gli apparecchi televisivi, i cui prezzi, in media, durante lo scorso anno sono diminuiti del 30%. Così un nuovo apparecchio (con tubo da 10 pollici) si vende a Lst. 37 e 16 s. (USIB)

NOTE SUI RADDRIZZATORI COLLOIDALI

di G. A. Uglietti

Premessa

Circa trenta anni fa fecero la loro prima comparsa dei raddrizzatori che furono a più riprese e per opera di vari ricercatori sperimentati in circuiti rivelatori di impianti radio.

Non raggiunsero mai nel campo radio una diffusione notevole e in seguito furono abbandonati.

Nel campo di frequenze non molto elevate tuttavia incontrarono maggior fortuna se non una vera affermazione; riepiloghiamo qui di seguito alcuni accenni informativi non tanto per l'interesse pratico che essi rivestono, quanto per quello scientifico; è infatti innegabile che la fenomenologia che accompagna il funzionamento dei raddrizzatori colloidali è tra le più singolari e molto complessa, e non si può dire che essa sia tra i fenomeni più conosciuti.

Principio di funzionamento

Tra il numero più svariato di sostanze allo stato liquido o semiliquido ve ne sono alcune che si diffondono attraverso ai dializzatori e presentano per lo più il fenomeno della « reversibilità », ossia, evaporato il solvente si presentano allo stato cristallino e quindi una nuova aggiunta di solvente ridà la soluzione primitiva: queste sostanze vengono in particolare classificate come cristalloidi. Esistono invece sostanze che non diffondono e dopo separato il solvente sono per lo più amorfe e non sempre con l'aggiunta di solvente ridanno la soluzione primitiva; queste sostanze vennero chiamate « colloidi ».

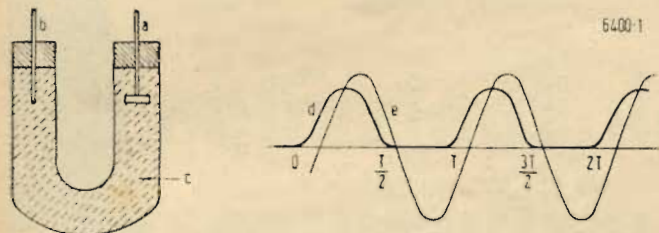
Le sospensioni colloidali o pseudosoluzioni vennero chiamate « soli » da Graham e in particolare « idrosoli » quelle formate in acqua. La sostanza che si separa da un « sol » ad esempio eliminando il solvente, viene chiamata « gel » ed « idrogelo » se il solvente era acqua. In particolare il fenomeno della separazione del « gel » viene detto gelificazione o gelatinizzazione.

Con l'esame ottico e meglio ancora röntgengrafico si è potuto constatare che gli idrosoli sono delle sospensioni meccaniche e non delle soluzioni omogenee, e le particelle furono misurate in ultramicroscopia fino a circa 6 milionesimi di millimetro di diametro.

(segue a pag. 403)

ora
ora
Officine radio e affini
Nuova serie:
ELETTRODINAMICI
W3 - W6 - W8
MAGNETODINAMICI
W3 - W6
Ufficio Vendita:
MILANO - VIA TORINO 29
TELEFONO 82.531

ULTRAVOX
ULTRAVOX
UN'AFFERMAZIONE
MILANO - Via Massena 15
Telefono 40.150

Un fenomeno che è intimamente collegato con le caratteristiche dei colloidi è la « cataforesi », ossia al passaggio di una corrente elettrica a potenziale sufficentemente elevato in un tubo contenente un colloide, si ha la migrazione del medesimo verso un elettrodo, mentre all'altro elettrodo si raccoglie il solvente puro. Il fenomeno ha luogo in quanto le particelle colloidali sono cariche elettricamente, alcune con segno positivo e altre negativo, dato tuttavia le maggiori dimensioni di queste particelle rispetto a quelle degli ioni, la velocità di migrazione è comunque assai piccola. L'origine della carica delle particelle colloidali può essere provocata in vari modi, ad esempio per ionizzazione delle micelle

a contatto del solvente, può aversi elettrizzazione per effetto triboelettrico in quanto a causa dei moti browniani sempre presenti e la notevole superficie (una soluzione contenente 2 mgr di Au per cm^3 ha una superficie totale di 6 mq) l'effetto degli urti e attriti tra le micelle, molecole e solvente è notevole; infine come caso particolare si ha elettrizzazione per assorbimento di ioni; ad esempio aggiungendo ad un « sol » di Ag carico negativamente degli ioni Al″ positivi, la carico del « sol » diminuisce progressivamente fino ad annullarsi ed invertirsi. La neutralizzazione della carica delle micelle avviene al punto « isoelettrico ». La carica negativa è tanto maggiore quanto maggiore è la concentrazione degli ioni H nella soluzione. Le soluzioni colloidali possono essere ritenute stabili in virtù delle cariche elettriche delle micelle, infatti in corrispondenza del punto isoelettrico si ha generalmente coagulazione del gelo; diminuendo ulteriormente la concentrazione di ioni H, si può avere l'inversione della carica e la dissoluzione per peptizzazione.

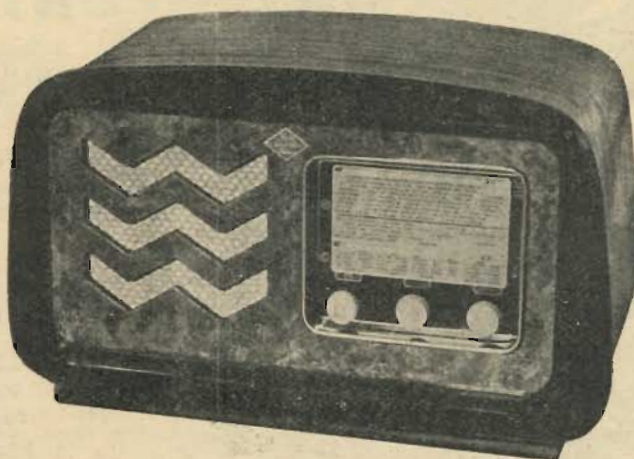
L'idea di assimilare lo spostamento delle micelle colloidali al moto degli elettroni ha dato lo spunto a ricerche sfociate nella realizzazione di raddrizzatori colloidali. La velocità di spostamento degli elettroni può essere facilmente dell'ordine di 20.000 km/sec nel vuoto, mentre per i colloidi di qualsiasi natura è di solo qualche micron/sec per campi di 1 V/cm.

Nel 1919 ad opera del Roussel vennero fatte interessanti esperienze sull'impiego dei colloidi in circuiti rivelatori per telegrafia senza fili. Una delle prime realizzazioni consisteva in un recipiente di vetro in cui pescavano due elettrodi di platino in una soluzione colloidale di zolfo. I risultati furono lusinghieri, ma dopo qualche ora il raddrizzatore andava fuori servizio per coagulazione. Mediante la preparazione di sospensioni colloidali a mezzo dell'arco elettrico fatto scoccare nel solvente (ad esempio sott'acqua) si è potuto ottenere micelle piccolissime costituite dallo stesso metallo di cui erano composti gli elettrodi tra cui avveniva l'arco. Un ulteriore perfezionamento fu introdotto con l'impiego delle gelatine vegetali (es. agar-agar) per impedire la precipitazione, anzichè due elettrodi di platino si impiegò un elettrodo costituito dal colloide stesso e l'altro da un metallo ad ossido semiscolante ed inattaccabile. Per vari metalli impiegati si sono ottenuti i seguenti valori:

Anodo	*Catodo*	
Argento colloidale	Rame	V max c.a. = 7.7
» »	Nickel	V max c.a. = 13.55
» »	Ferro-Ni 50%	V max c.a. = 16,2
» »	Ferro	V max c.a. = 21
» »	Silicio	V max c.a. = 68
» »	Ferro-Si	V max c.a. = 44

La densità di corrente è in genere elevata e la temperatura ottima di funzionamento è compresa tra 50° C ± 15%. Il ciclo d'isterisi è notevole, e la corrente raddrizzata è sfasata in anticipo rispetto alla tensione ciò che denota tra l'altro la grande capacità del sistema.

In fig. 1 sono visibili lo schema di un raddrizzatore colloidale e la curva di corrente.

Dato l'elevatissimo rapporto che presentano i raddrizzatori colloidali e ad altre interessanti caratteristiche c'è da augurarci che essi vengano nuovamente ripresi in esame per essere più a fondo conosciuti.

*

9

I NOVE PUNTI

DI SUPERIORITÀ DEGLI ALTOPARLANTI MAGNETODINAMICI

IREL

SERIE **PHISABA ELECTRONICS**
E SERIE **CAMBRIDGE**

- **Tutte le parti componenti** gli altoparlanti subiscono prima del montaggio una rigorosa selezione che assicura stabilità di funzionamento e uniformità di produzione, permettendo di costruire per ogni cliente l'altoparlante che ha la frequenza di risonanza, la natura, il timbro, adatti alle dimensioni del mobile ed al circuito elettrico.
- **Il magnete** in Alnico V, possiede un'energia specifica (per unità di volume) circa 3 volte maggiore di ogni altra lega, permettendo di raggiungere i più alti rendimenti acustici.
- **Il cono,** è accuratamente scelto e disegnato per il responso acustico richiesto da ogni singolo tipo.
- **La bobina mobile,** leggerissima e robusta, consente un'estensione del registro acuto superiore a quello di un altoparlante normale, assicurando altresì la massima durata dell'unità mobile.
- **Il centrino,** costituito da un tessuto speciale, opportunamente trattato, possiede insieme alla maggiore elasticità, una assoluta indeformabilità, e leggerezza.
- **L'espansione polare** ricavata da un sol pezzo di trafilato magnetico ad altissima permeabilità, contribuisce insieme al magnete, alla superiore sensibilità degli altoparlanti IREL.
- **Il cestello,** in lamiera di ferro speciale assolutamente indeformabile, assicura la perfetta centratura della bobina mobile nel tempo e nelle più disagiate condizioni di funzionamento.
- **L'impermeabilità alla polvere e all'umidità** è completa per la particolare forma del centrino e per l'apposito disegno delle altre parti.
- **Il collaudo** di ogni altoparlante viene minuziosamente e lungamente effettuato, sia per il responso acustico e la sensibilità, che per l'esatto montaggio delle parti e la rifinitura. Ogni unità che sia al disotto del livello prefissato anche in uno solo di questi punti viene inesorabilmente scartata.

IREL

Sede: GENOVA - Via XX Settembre, 31/9 - Tel. 52.271
Filiale: MILANO - Via Ugo Foscolo, 1 - Tel. 897.660

Dove la qualità è la prima esigenza di un progettista, la sua scelta deve cadere su altoparlanti IREL. Essi gli assicureranno anni di ottimo ed immutato funzionamento e la migliore riuscita del ricevitore o amplificatore che ne verrà equipaggiato.

MARANI-49

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Le equazioni dell'oscillazione di rilassamento a dente di sega

dell'ing. Antonio Nicolich

(PARTE PRIMA)

Generalità

Le oscillazioni a dente di sega occupano un posto di primo piano nelle apparecchiature di televisione. La loro importanza appare manifesta, quando si pensi che esse presiedono al pilotaggio del pennello elettronico sia nei tubi di presa, sia nei tubi riceventi; l'analisi e la sintesi dell'immagine vengono effettuate alimentando un dispositivo di deviazione ortogonale, elettrostatico, o elettromagnetico, mediante due tensioni a denti di sega a 90° applicate a due coppie di placche situate internamente ai tubi nel 1° caso, ovvero mediante due correnti a dente di sega percorrenti le bobine pure a 90° opportunamente disposte sui tubi nel 2° caso. Le oscillazioni in oggetto sono suscettibili di molte altre applicazioni. Per restare nel campo della televisione, ricorderemo l'alimentazione dei tubi a raggi catodici nei ricevitori per mezzo di un generatore a dente di sega, i cui impulsi di tensione vengono elevati fino ad ottenere, dopo rettificazione, i valori di tensione necessari per il 2° anodo, tensioni dell'ordine di 10.000 V e, che nel caso di cinescopi da proiezione, raggiungono e superano i 25.000 V; questo moderno metodo di alimentazione va sempre più diffondendosi e si prevede che sostituirà quasi integralmente il vecchio alimentatore provvisto di trasformatore ad altissimo rapporto in salita per elevare la tensione di rete. Ricordiamo anche che per le applicazioni in cui si vuol variare secondo una legge lineare la pendenza di un tubo elettronico, si ricorre alla variazione della polarizzazione di griglia per mezzo di tensioni a dente di sega (sweep oscillator, risonoscopi etc.) infine l'asse dei tempi nelle apparecchiature oscillografiche è, per gli usi normali, costituita da una tensione a denti di sega.

La denominazione tanto felice, quanto intuitiva di tali oscillazioni, è suggerita dalla loro forma; esse sono costituite da una spezzata composta da una successione di angoli consecutivi uguali e egualmente disposti. Si tratta di oscillazioni periodiche rappresentabili ad es. come in fig. 1 mediante una funzione del tempo. In esse si distingue un tratto rettilineo ascendente *BC* della durata di mT (dove T è il periodo e m è un coefficiente compreso tra 0 e 1, ma per solito prossimo all'unità; in pratica si ha: $0{,}8\ T < m < 0{,}95\ T$) comprendente la maggior parte del periodo; un tratto rettilineo discendente *CD* della durata di $(1\text{-}m)\,T$ assai breve, che costituisce il tempo di ritorno a zero. Una tensione o corrente a dente di sega è quindi crescente lentamente da zero ad un valore massimo A, raggiunto il quale cade bruscamente a zero per iniziare un nuovo ciclo identico al precedente. Questo è certamente il caso più importante per le applicazioni televisive ed oscillografiche in genere, in quanto i dispositivi generatori di denti sega (con tubo di scarica in atmosfera gassosa, con triodo a bagliore, o tiratron, con tubo termoionico a vuoto spinto ec.) forniscono per lo più tensioni come quella rappresentata in fig. 1; tuttavia le oscillazioni a dente di sega possono anche avere altre rappresentazioni grafiche, come si vede in fig. 2 *a*) *b*) *c*) *d*) *e*). La fig. 2 *a*) rappresenta il dente di sega invertito, corrispondente al caso di una scarica lenta di un condensatore seguita da una rapida ricarica. La fig. 2 *b*), 2 *c*), 2 *d*) e 2 *e*) rappresentano il dente di sega ideale, per il quale è nullo il tempo di ritorno. Questo desiderabile stato di cose non è raggiungibile in pratica, poichè il tempo di ritorno non può mai ridursi a zero, in quanto la durata della scarica, o carica di un condensatore è sempre finita per quanto piccola possa essere fatta. Lo sforzo dei tecnici è quello di minimizzare il tempo nocivo di ritorno, che nel pilotaggio verticale dei tubi a raggi catodici per televisione costituisce una perdita di linee utili di analisi, come è mostrato più sotto in fig. 3. In televisione però si sfrutta il tempo di ritorno verticale, durante il quale il raggio catodico è interdetto, per lanciare l'impulso di sincronismo verticale e gli eventuali impulsi egualizzatori; essendo in tale intervallo soppressi

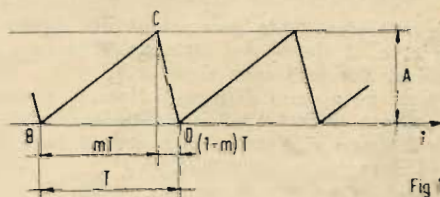



Fig 1

i segnali d'immagine, il tempo di ritorno coincide col periodo di soppressione, o spegnimento, che comprende anche un certo numero di linee successive agli impulsi suddetti ed ha quindi una durata notevole. Le fig. 2 *b*) e 2 *c*) rappresentano rispettivamente il dente ideale normale e invertito, con simmetria rispetto all'asse del tempo *t*. Le fig. 2 *d*) e 2 *e*) rappresentano gli stessi denti, ma situati completamente al di sopra dell'asse *t*. Vedremo che le rispettive equazioni dei tipi corrispondenti come 2 *b*), 2 *d*) e 2 *c*), 2 *e*) differiscono sensibilmente tra loro.

Sarebbe facile immaginare altri grafici a dente di sega spostando ad esempio l'asse di riferimento *t*, ma essi sono facilmente deducibili da quelli rappresentati in fig. 2, mediante una traslazione, che comporterebbe la comparsa o la scomparsa di un termine costante nell'equazione, che rappresenta analiticamente la funzione a dente di sega, ovvero tale equazione potrebbe essere ricondotta ad un tipo noto corrispondente ai casi di fig. 2 mediante opportuna orientazione dell'asse verticale degli spostamenti.

Come per tutte le oscillazioni periodiche anche per le oscilla-

a) - Dente di sega invertito

b) - Dente di sega ideale riferito al centro

c) - Dente di sega ideale invertito riferito al centro

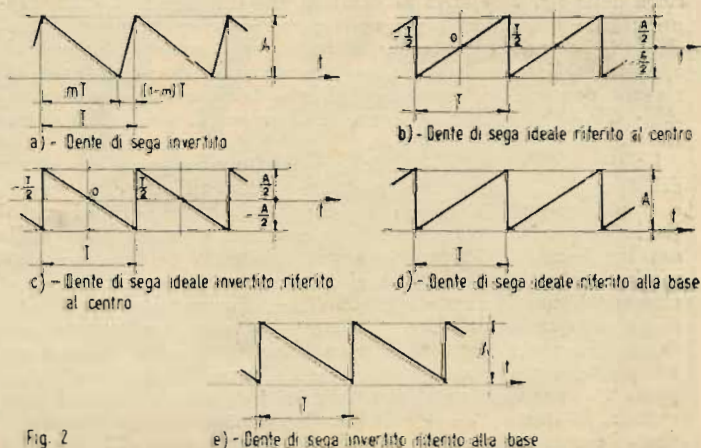
d) - Dente di sega ideale riferito alla base

e) - Dente di sega invertito riferito alla base

Fig. 2

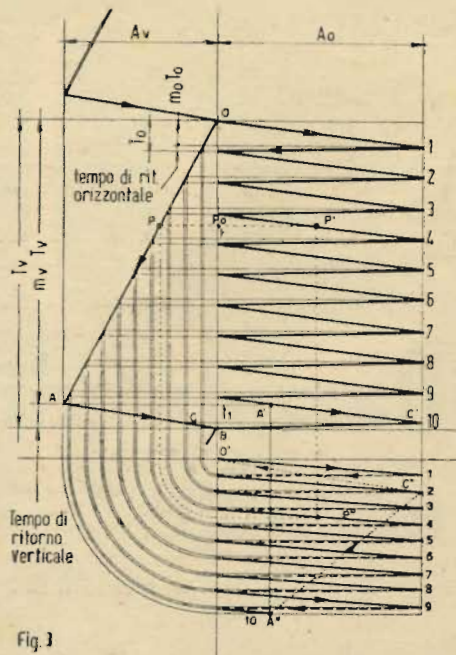



Fig. 3

zioni in parola, si definiscono il periodo T, la frequenza f e la pulsazione ω, legati tra loro dalle ben note semplicissime relazioni:

$$T = 1/f \, ; \qquad \omega = 2\pi f = 2\pi/T \, .$$

In fig. 3 è rappresentata la generazione del quadro di analisi nell'iconoscopio, o di sintesi nel cinescopio, nel caso di esplorazione progressiva. Per essa sono necessarie:

1) un'oscillazione a denti di sega di linea di periodo $T_o = 1/f_o$ (l'indice o distingue il dente per la deflessione orizzontale) e di ampiezza A_o; il tempo di ritorno orizzontale è fatto pari al 16% del periodo di linea, ossia $m_o = 0,84$.

2) un'oscillazione a dente di sega di quadro di periodo $T_v = 1/f_v$ (l'indice v distingue il dente per la deflessione verticale) e di ampiezza A_v; il tempo di ritorno verticale è fatto pari al 7,5% del periodo di quadro, ossia $m_v = 0,925$.

Per non complicare la figura e per rendere agevole la comprensione, si è posto $T_v/T_o = 10$, cioè si è supposto di adottare solamente dieci linee di analisi per quadro, ciò che non può aver riscontro nella realtà, poichè è ben noto che le linee adottate attualmente sono 405 in Inghilterra, 525 in America, 819 in Francia, 625 per l'esportazione. Nell'ipotesi delle dieci linee, assunta la frequenza verticale di quadro $f_v = 50$ Hz, si ha per la frequenza orizzontale: $f_o = 500$ Hz.

In fig. 3 si è supposto che nell'istante zero abbiamo contemporaneamente inizio un ciclo orizzontale ed un ciclo verticale; partendo entrambe le oscillazioni dal valore zero, aumentano ciascuna secondo la propria legge lineare in funzione del tempo t, il cui asse verticale è orientato verso il basso (senso del tempo crescente).

Si è assunto $A_o/A_v = 4/3$ per rispettare il rapporto di aspetto comunemente usato per il quadro televisivo. Nella parte superiore della fig. 3 relativa ai denti di sega, le linee rinforzate rappresentano i denti di sega; nella parte inferiore relativa al quadro di immagine, le linee rinforzate rappresentano le linee di analisi, le linee tratteggiate rappresentano i ritorni di linea; il ritorno verticale di quadro è indicato dalla spezzata punteggiata A'' - C'' - $0'$; in tutta la figura le linee sottili sono linee di costruzione.

La spezzata A'' - C'' - $0'$ del raggio dimostra come per effetto del tempo di ritorno verticale, che inizia all'istante $t_1 = m_v T_v$ e si protrae per il tempo $(1 - m_v)\, T_v$, l'ultima linea di analisi (la 10ª nel caso in esame) venga interrotta a circa un quarto della sua lunghezza, i rimanenti tre quarti essendo perduti per l'immagine. In pratica, per le ragioni accennate sopra, il tempo di ritorno ha una durata di 16÷20 linee. Per individuare la posizione sul quadro del fascetto elettronico scandente in corrispondenza di un generico istante t compreso fra 0 e T_v, basta determinare le intersezioni P e P' dell'orizzontale condotta per il punto P_o rappresentativo di t, coi denti di sega verticale e orizzontale, la quota $P_o - P$ ribaltata rappresenta la coordinata verticale, entrambe le quote essendo computate rispetto al punto $0'$ assunto come origine degli assi del quadro. Il moto elettronico è dunque determinato dalla composizione dei due moti orizzontale e verticale seguenti le rispettive leggi lineari. Dall'ispezione della fig. 3 appare evidente come riesca dannosa la mancanza di linarità dei denti di sega, in quanto comporterebbe una distorsione nella forma delle linee di analisi (che si scosterebbero dalla retta e dal parallelismo), nonchè nella loro distribuzione, che sarebbe caratterizzata da addensamenti e rarefazioni variabili delle linee stesse.

Tale distorsione delle linee produce evidentemente una dannosissima distorsione dell'immagine. Per la generazione di denti di sega lineari è quindi di grande utilità conoscere le ampiezze delle componenti sinoidali di frequenza multipla della fondamentale, onde correggere la forma d'onda esaltando o attenuando opportunamente questa o quella armonica.

La serie di Fourier

L'equazione che esprime analiticamente una funzione periodica può essere determinata eseguendo *l'analisi armonica* della curva rappresentativa della funzione in esame. Si tratta di scomporre la detta funzione nella somma di infiniti termini costituiti da oscillazioni sinoidali di frequenza multipla di quella della funzione da analizzare, e di ampiezza decrescente tendente a zero al crescere indefinito dell'ordine dell'armonica considerata.

La possibilità di rappresentare una funzione continua $f(t)$ della variabile indipendente t in un campo l mediante una combinazione lineare di funzioni $f_i(t)$ definite nello stesso campo, scaturisce dalle seguenti considerazioni: assumendo per la $f(t)$ una espressione del tipo

$$\sum_1^p A_i\, f\,(t) \qquad [1]$$

si commette l'errore quadratico E^2 nel campo l, di valore medio:

$$E_m = \frac{1}{l}\int_l E^2\, dl = \frac{1}{l}\int_l [f(t) - \sum_1^p A_i f_i(t)]^2\, dl\, ;$$

affinchè l'espressione adottata sia la più vicina alla vera $f(t)$, si deve rendere minimo l'errore E_m. Condizione necessaria a tale scopo è che si annulli la prima derivata di E_m rispetto al generico coefficiente A_k della combinazione lineare, ossia:

$$\frac{\partial E_m}{\partial A_k} = -\frac{2}{l}\int_l [f(t) - \sum_1^p A_i f_i(t)]\, f_k(t) = 0 \qquad (2)$$

dove k assume tutti i valori da 1 a p, quindi si hanno p equazioni analoghe alla [2].

Nelle ipotesi che le $f_i(t)$ e le $f_k(t)$ costituiscano un sistema ortogonale normale di funzioni, per cui si verifichino le relazioni:

$$\int_l f_i(t)\, f_k(t)\, dl = 0 \qquad [3]$$

per $i \neq k$ (condizione di ortogonalità)

$$\int_l f_i^2(t)\, dl = \int_l f_k^2(t)\, dl = 1 \qquad [4]$$

(condizione di normalità)

si soddisfa alla [2] assumendo per i coefficienti A_i la seguente espressione:

$$A_i = \int_l f(t)\, f_i(t)\, dl \qquad [5]$$

con che per la [1] si ha:

$$f(t) = \sum_1^p \left[\int_l f(t)\, f_i(t)\, dl\right] f_i(t) \qquad [6]$$

Quale sistema delle $f_i(t)$ si assumano le seguenti $2n+1$ funzioni:

$$\frac{1}{\sqrt{T}}\, , \quad \frac{\cos n\omega t}{\sqrt{\frac{T}{2}}}\, , \quad \frac{\operatorname{sen} n\omega t}{\sqrt{\frac{T}{2}}} \qquad [7]$$

con $n = 1, 2, \ldots\, p$, $\quad o < t < T$.

E' facile dimostrare che detto sistema di funzioni è ortogonale e normale; infatti basta indagare se siano verificate le [3] e [4]:

a questo scopo si calcolino gli integrali nell'intervallo $0 \div T$ dei prodotti a due a due di dette funzioni:

$$\int_0^T \frac{\sqrt{2}}{T} \cos n\,\omega t\,dt = \int_0^T \frac{\sqrt{2}}{T} \operatorname{sen} n\,\omega t\,dt = \int_0^T \frac{2}{T} \cos n\,\omega t \operatorname{sen} n\,\omega t\,dt = -\left[\frac{\cos 2\,n\,\omega t}{4\,n}\right]_0^T = 0$$

con che è soddisfatta la condizione di ortogonalità [3]. Si calcolino ora gli integrali nell'intervallo $0 \div T$ dei quadrati delle singole funzioni:

$$\int_0^T \frac{dt}{T} = \frac{2}{T}\int_0^T \cos^2 n\,\omega t dt = \frac{2}{T^2}\left[t + \frac{\operatorname{sen} 2\,n\omega t}{4\,n\,\omega}\right]_0^T = \int_0^T \frac{2}{T} \operatorname{sen}^2 n\,\omega t dt = \frac{1}{T}\left[t - \frac{\operatorname{sen}^2 n\,\omega t}{4\,n\,\omega}\right]_0^T = 1$$

con che è soddisfatta la condizione di normalità [4].

Si noti che le funzioni $1/\sqrt{2}$, $\cos n\omega t$, $\operatorname{sen} n\omega t$, sono ortogonali, ma non normali; per renderle tali si è dovuto dividerle per la costante

$$\sqrt{\int_0^T f_i^2\ (t)} = \sqrt{\frac{T}{2}}$$

valore comune relativo a tutte le tre funzioni stesse.

Ora applicando la [5] a ognuna delle [7] si ottiene:

$$A'_0 = \frac{1}{\sqrt{T}}\int_0^T f(t)\,dt\,; \qquad A'_n = \sqrt{\frac{2}{T}}\int_0^T f(t) \cos n\,\omega t dt\,; \qquad B'_n = \sqrt{\frac{2}{T}}\int_0^T f(t) \operatorname{sen} n\,\omega\,t dt$$

e sostituendo nella [1] o nella [7] equivalente, si ha:

$$f\ (t) = \frac{A'_0}{\sqrt{T}} + \sqrt{\frac{2}{T}}\sum_1^p{}_n\ A'\ \cos\ n\,\omega t + \sqrt{\frac{2}{T}}\sum_1^p{}_n B'_n\ \operatorname{sen} n\,\omega t =$$

$$= \frac{1}{T}\int_0^T f(t)\,dt + \frac{2}{T}\left[\int_0^T f(t) \cos n\,\omega\ t dt\right] \cos n\,\omega t + \frac{2}{T}\left[\int_0^T f(t) \operatorname{sen} n\,\omega t\ dt\right] \operatorname{sen} n\,\omega t$$

ossia ponendo:

$$A_0 = \frac{1}{T}\int_0^T f(t)\,dt \qquad A_n = \frac{2}{T}\int_0^T f(t) \cos n\ \ tdt \qquad B_n = \frac{2}{T}\int_0^T f(t) \operatorname{sen} n\,\omega\,tdt \qquad [8]$$

si ha in definitiva:

$$f(t) = A_0 + \sum_1^p{}_n\ (A_n\ \cos n\omega t + B_n\ \operatorname{sen} n\omega t) \qquad [9]$$

La [9] non è altro che la serie di Fourier, che definisce analiticamente la funzione $f(t)$ che la genera, come somma di un termine costante, rappresentante il valor medio della $f(t)$ nell'intervallo $0 \div T$, più una sommatoria di funzioni sinoidali e cosinoidali di pulsazione multipla di quella fondamentale della $f(t)$ secondo l'indice n. L'approssimazione con cui la [9] definisce la $f(t)$ dipende dal numero dei termini considerati; per p e n tendenti a infinito l'errore tende a zero. La [9] è nota anche col nome di serie trigonometrica.

Determinazione delle equazioni dei denti di sega

In quanto segue si applicano le [8] e la [9] per la determinazione dell'espressione analitica delle oscillazioni rilassate in funzione del tempo t. Si avverte che la serie [9] è valida nell'intervallo $0 < t < T$, ma non lo è in generale negli estremi, cioè per $t = 0$ e per $t = T$, perchè in tali punti si verifica una discontinuità; in simili condizioni si attribuisce alla $f(t)$ la media aritmetica dei due valori che essa assume in quel punto. Ad es. riferendoci alla fig. 2 *b)* nei punti estremi di ogni periodo la funzione secondo la serie [9] assume i valori $(A/2) - (A/2) = 0$; riferendoci invece alla fig. 2 *d)* nelle stesse condizioni, sempre secondo la [9], la funzione assume il valore $(A - 0)/2 = A/2$, ossia la media aritmetica dei due valori che essa assume immediatamente a sinistra e a destra del punto in cui si verifica la discontinuità, valori che sono gli stessi presentati dalla funzione $f(t)$ agli estremi del periodo T. *(continua)*

UN MILLIVOLTMETRO DI FACILE ED ECONOMICA REALIZZAZIONE

di i1V.H.F.

Lettura minima: 10 mV fondo scala — Banda di misura: 50 ÷ 150.000 Hz — Precisione di lettura: ± 5% su tutta la banda — Impedenza d'entrata: 0,25 Mohm; 25 pF verso massa.

Premessa

Per molti om questi sono tempi grami. Hanno avuto infatti il QRA perquisito, non di rado il tx bloccato da potenti sigilli. Di più, sono stati diffidati anche a costruire un apparato trasmittente senza regolare licenza di trasmissione.

Ed allora che fare? Due cose mi permetto di consigliare: la ricezione dei segnali telegrafici e l'equipaggiamento dei sistemi di misura per il QRA.

La prima cosa porterebbe ad una più vasta e doverosa conoscenza della gamma, e la seconda permetterebbe un migliore livello tecnico e quindi realizzazioni che potrebbero portare in alto il nome degli om italiani.

Vedremmo allora degli I1 nell'« Honor Roll » dei 200 e più paesi fatti e confermati con QSL e comparire delle novità italiane anche su riviste straniere.

L'ostacolo al primo punto stà nella scarsa buona volontà e coscienza degli om italiani. Ma per il secondo punto lo scoglio è molto più grave. Lo strumento di misura è costoso, delicato, di difficile realizzazione e di ancor più difficile messa a punto. Proprio perchè per quest'ultima spesso occorrono altri strumenti che non sempre sono a portata di mano.

Tutti questi ostacoli sono aggirabili a patto che non si pretenda dallo strumento di misura destinato all'om tutte quelle qualità che sono indispensabili al laboratorio della grande industria. Facendo un onesto compromesso si hanno dei risultati più che accettabili e di grande interesse.

Per rompere il ghiaccio ed accreditare la mia tesi, mi faccio avanti con la realizzazione pratica di uno degli strumenti più delicati e costosi: un millivoltmetro. Esso è utilissimo in tutti quei casi in cui si desidera misurare una debole tensione alternata. E cioè:

- per controllare e confrontare l'uscita di microfoni;
- per misure di distorsione totale;
- come indicatore di zero in ponti RCL;
- per misure di impedenza ottenuta per confronto;
- per tracciare curve di risposta;
- per analizzare la caratteristica di attenuazione di un filtro;
- per misure di amplificazione specie nei primi stadi del modulatore;
- per il controllo del rumore di fondo e dell'« hum », ecc.

Discussione del circuito elettrico

Un millivoltmetro si compone in sostanza di un amplificatore lineare entro la banda di frequenze che interessa, che trasforma i mv all'ingresso in una tensione dell'ordine del volt atta a comandare tramite un raddrizzatore lo strumento a bobina mobile che fornisce le indicazioni.

Il limite inferiore della banda amplificata è di solito 40-50 Hz dato che il millivoltmetro deve poter misurare un ronzio di fondo dovuto alla rete ed eventualmente permettere misure di induttanza facendo uso della rete come generatore. Il limite superiore dipende dall'impiego.

Per l'om una banda di 50-150.000 Hz è più che sufficiente.

L'approssimazione di lettura dà la classe dello strumento.

Noi ci possiamo accontentare nella banda su accennata di un più meno 5%, che non è per niente disprezzabile.

La sensibilità massima che negli strumenti professionali è di 1 ÷ 3 mV fondo scala è eccessiva per l'om che si accontenta dei 10 mV.

Con un buon strumento che non abbia un equipaggio eccessivamente delicato (e quindi con zero instabile) ed una flangia normale (il mio ha i normali otto centimetri) è possibile leggere con sicurezza il millivolt ed il mezzo millivolt. Resta così possibile controllare i 60-70 dB di attenuazione di un filtro, limiti questi che un om difficilmente raggiungerà nelle sue realizzazioni. E' bene d'altra parte che si possano leggere ad esempio: i 70-80 V a frequenza fonica che pilotano in griglia un controfase modulatore in classe B.

Gli scatti di lettura di uno strumento professionale si alternano nel rapporto 1/3: 3 ÷ 10 ÷ 30 ÷ 100 mV etc.

Per non complicare eccessivamente il partitore di entrata ci si può accontentare di un rapporto 1/10. Cioè di cinque scatti di sensibilità: 0,01 ÷ 0,1 ÷ 1 ÷ 10 ÷ 100 V fondo scala.

La stabilità di amplificazione e quindi di lettura al variare della tensione di rete devono essere buone. Basterà introdurre nello stadio di amplificazione un fattore di controreazione: $1 + A\beta > 10$ perchè l'entità delle fluttuazioni di amplificazione introdotte dalla rete venga ridotta di altrettanto. La controreazione è d'altra parte necessaria per la linearità dell'amplificazione e per ridurre l'influenza sulla lettura del rumore di fondo proveniente dalla alimentazione ed in gran parte dalla prima valvola. D'altra parte l'invecchiamento del tubo è così meno risentito.

Un grave inconveniente dei millivoltmetri è quello di sentire ed indicare gli impulsi ed i transitori della rete che sono molto difficili da eliminare tramite i filtri sull'anodica. Anche qui la controreazione gioca un ruolo molto importante, ma tutto dipende dalla scelta del rivelatore. E' molto più conveniente per le misure che deve fare l'om un rivelatore a rigoroso valore medio a ponte, come risulta dallo schema elettrico.

Questo infatti oltre che ad essere molto meno sensibile agli impulsi per ovvie ragioni, porta con molta meno facilità a cattive interpretazioni della lettura. Un rivelatore a valore massimo in effetti indica il valore massimo della forma d'onda misurata e quindi anche degli impulsi di rete.

Questi possono essere molto appuntiti e distorti e dare luogo a misure apparentemente inspiegabili. Tutto questo vale a mag-

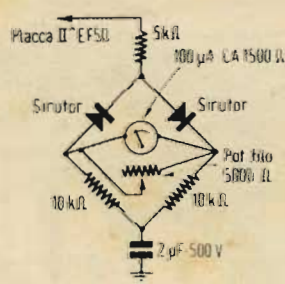
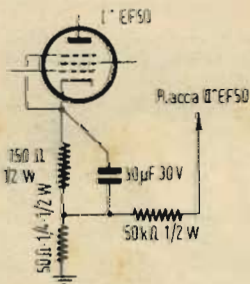
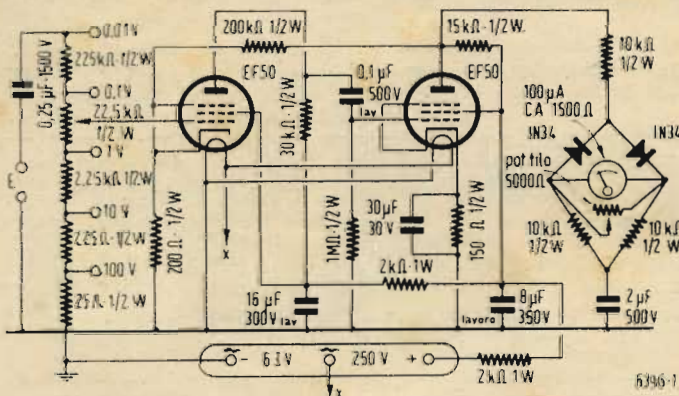
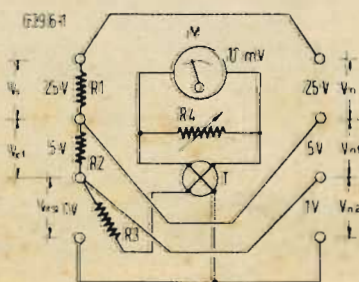
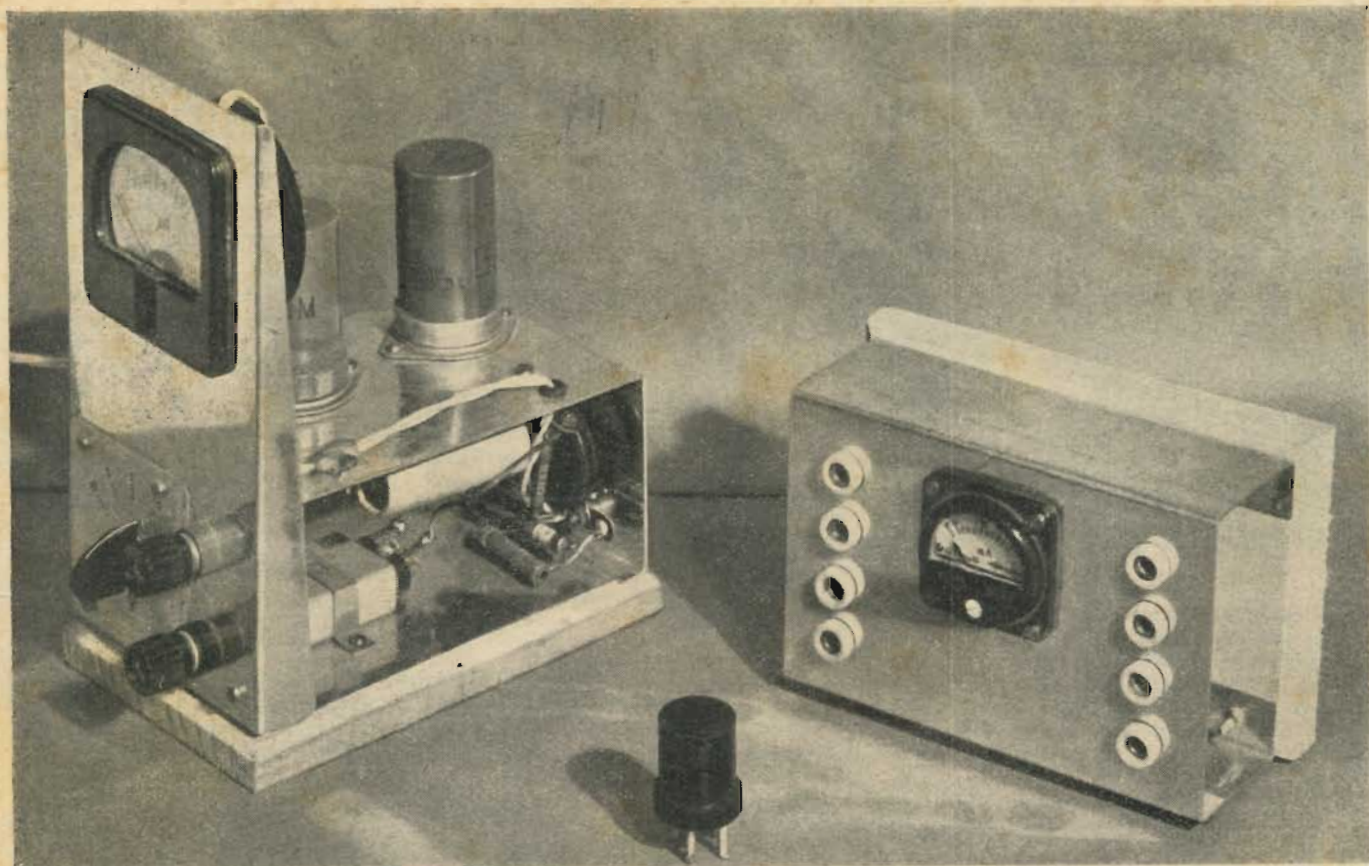



Fig. 1. - Nell'ordine, dall'alto al basso: *Lo schema generale elettrico del millivoltmetro; una variante alla controreazione ed una variante al ponte rivelatore (50 ÷ 30.000 Hz); il voltmetro di controllo a termocoppia.* T = *termocoppia nel vuoto* 5 ÷ 10 *mA*. M = *strumento da* 10 *mV f.s.*, R4 = *resistenza di regolazione di circa* 10 ÷ 60 *ohm, variabile*. R1, R2, R3 = *resistenza antiinduttive da calcolare mediante la relazione* R = volt controllo: mA fondo scala della termocoppia T.

gior ragione se si pensa che generalmente l'om misura forme d'onda poco pure e non può « vedere » la forma d'onda a mezzo dell'oscillografo che è uno dei più costosi tra gli strumenti radio e quindi il meno diffuso.

Il rilevatore a ponte presenta d'altra parte altri vantaggi: non ha regolazione di zero e con tutta facilità è possibile la regolazione di sensibilità fondo scala e la periodica taratura.

Per quanto riguarda l'alimentazione è bene che essa sia separata su uno chassis a parte. La vicinanza di un trasformatore infatti comporterebbe con facilità del ronzio di c.a. ai capi di circuito di entrata ed una lettura fittizia che l'om potrebbe eliminare solo con uno schermaggio e con tutte le difficoltà della lavorazione della lamiera di ferro.

Questa soluzione elimina d'altra parte la spesa dell'alimentatore che può essere costituito dal solito alimentatore generale che con tanta facilità si trova in ogni QRA. Diamo ora un'occhiata allo schema indicato in fig. 1 che è stato appunto progettato sulla scorta della discussione qui sopra riportata.

In entrata separato da un condensatore da 0,25 dal morsetto di entrata è posto un partitore che limita l'impedenza d'ingresso a 0,25 Mohm con in parallelo circa 25 pF. Le due EF50 seguenti amplificano circa 500 ed elevano il livello di entrata di 10 mV fondo scala a 5 V ai capi del ponte rivelatore.

Questa tensione relativamente alta è necessaria per mantenere la scala di lettura quasi lineare. Una piccola contrazione la si potrà avere per il primo quarto della scala. Notiamo subito il condensatore da 2 μF collegato tra massa ed il terminale inferiore del ponte; questa disposizione serve ad evitare l'effetto shuntante che avrebbe la capacità verso massa del grosso condensatore se fosse posto in placca.

Come si vede non vi sono resistenze di griglia schermo. Solo una rete filtrante di due resistenze e due condensatori elettrolitici. Questo è possibile dato che la tensione di griglia schermo delle EF50 è circa di 250 V.

Il circuito non presenta altre particolarità all'infuori della rete di controreazione di tensione che con una resistenza da 0,2 Mohm parte dalla placca della seconda EF50 e raggiunge il catodo della prima. La variante indicata permette di aumentare la controreazione.

La leggera maggiorazione di amplificazione che così si ottiene, permette d'altronde di aumentare la tensione di esercizio massima fondo scala ai capi del ponte e di ottenere quindi una maggiore linearità all'inizio scala oltre che una maggiore stabilità. Lo schema è tanto semplice che invoglia senz'altro alla costruzione. Le uniche parti un poco delicate e costose sono: il microamperometro da 100 μA fondo scala ed il partitore di cui lo schema dà i valori; esso può benissimo essere costituito da resistenze chimiche scelte all'1% del valore indicato e montate su di un normale commutatore. Se ci si contenta di stare lineari sino ai 30.000 Hz si possono usare dei Sirutor normali al posto delle costose 1N34. Gli elettrolitici sono del tipo tubolare di minimo ingombro adagiati contro il fondo dello chassis. La tensione di alimentazione può oscillare tra i 240 e 280 V.

(Notiamo tra parentesi che non è conveniente usare le 1N21 recentemente apparse sul nostro mercato, dato il loro basso valore di tensione inversa, 5÷6 V, rispetto ai 25 V della 1N34).

Montaggio

C'è ben poco da dire. Le foto di fig. 2 e 3 danno una idea della disposizione delle parti e lo schema di foratura di fig. 4 dà tutti i dettagli. Sul fronte di un pannellino piegato ai lati per aumentare la rigidità e l'estetica il microamperometro con scala 1÷10 ed i morsetti di entrata a fianco del commutatore. Sul retro il potenziometro ad asse mozzo e tagliato per la regolazione una volta tanto a mezzo di cacciavite del fondo scala: su di due basette, sempre sul retro, il ponte di rettificazione ed i terminali di massa, di accensione e di anodica, del cavetto di alimentazione. Sulla parte orizzontale dello chassis le valvole e inferiormente il condensatore di blocco da 2 μF. Lo chassis è costituito da alluminio da 1 mm ed è fissato con viti a ferro passanti ad uno zoccoletto di legno.

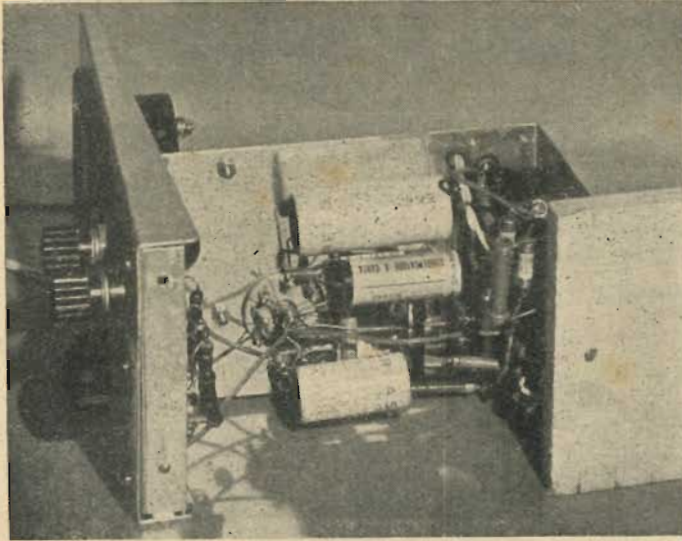
Interessante il fatto che il cavetto, che dal ponte di rivelazione va ad alimentare lo strumento, passi subito al di sopra dello chassis partendo dai capi del potenziometro (vedi figg. 2 e 3) e ciò per evitare ritorni ed inneschi di alta frequenza.

Particolare cura per le masse ed i ritorni delle medesime.

Tutti i capicorda a massa e la parte centrale dello zoccolo dovranno essere collegati con filo da 1,5 mm nudo tra di loro e al terminale « freddo » del morsetto di entrata.

Il collegamento di massa proveniente dalla basetta di ancoraggio del cavo di alimentazione dovrà essere saldato esso pure a questo terminale.

Messa a punto

Terminati tutti i collegamenti e verificato il cablaggio si collegheranno i cavi all'alimentazione dopo di aver messo in corto circuito tra di loro i morsetti di entrata e di aver collegato l'inferiore a massa.

Il potenziometro potrà essere su posizione 0,1 V. Dopo qualche secondo per l'accensione della EF50 lo strumento dovrà dare un breve guizzo e tornare subito rigorosamente all'inizio scala.

In caso di lieve indicazione si controllerà l'isolamento del condensatore di blocco da 2 μF e se questo risultasse buono, i ritorni di massa. Una notevole e brusca indicazione dello strumento fondo scala poco dopo la messa in funzione indicherà invece un innesco.

Sarà bene in tal caso controllare i collegamenti di controreazione dato che senza di essa l'alto valore dei carichi di placca delle EF50 le può portare facilmente all'innesco. Ottenuto in ogni caso il ritorno a zero perfetto dell'indice del microamperometro si procederà a togliere il corto circuito ai morsetti di entrata. Lo strumento non dovrà dare alcuna indicazione. Scattando allora il commutatore verso la portata 0,01 V si dovrà avere una lettura fino a ⅔ mV dovuta al fatto che il morsetto caldo capta su 0,25 Mohm un poco di tutti i segnali di varia natura e frequenza fondamentale, dato che la banda larga del millivoltmetro ne permette la rivelazione. Per evitare questo inconveniente non c'è che munire lo strumento di un morsetto di entrata per cavo coassiale che scherma il collegamento caldo; ma questo costituisce una notevole complicazione per l'om che dovrebbe poi usare per i collegamenti dallo strumento allo chassis in esame. del cavo coassiale e munirsi di bocchettoni speciali per il medesimo. E' vero che questi ultimi tipo Amphenol sono abbastanza comuni. Il fenomeno d'altra parte è di lieve entità e si verifica solo nel caso di misura su alte impedenze (100-200 kohm) che è molto raro. In questo caso un buon collegamento di massa ed un cavo coassiale lo possono minimizzare. Nel caso di misura di caratteristiche di filtri, poi, esso non si presenta affatto data la lieve entità dell'impedenza caratteristica di questi ultimi ai capi della quale và posto il millivoltmetro (600-1000 ohm).

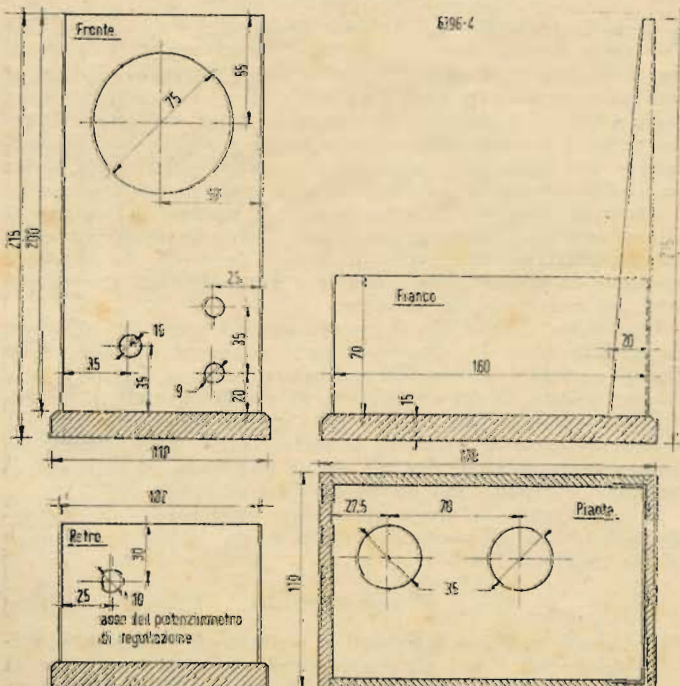



Fig. 4. - *Pianta fronte e profilo del millivoltmetro. Quote in millimetri.*

Si passerà poi alla taratura del fondo scala. Per i meno esigenti basterà l'uso di un buon tester che controllerà in volta della tensione della rete ai capi del circuito di entrata con commutatore in posizione 1 V fondo scala. Basterà a mezzo del potenziometro posto sul retro della chassis regolare la lancetta dello strumento al fondo scala.

I pignoli invece potranno fare uso di un voltmetro a termocoppia costituito da una termocoppia nel vuoto (caratteirstiche: 5 ÷ 10 mA, 10 mV) con in serie adatte resistenze ad avvolgimento *Ayrton-Perry* o chimiche che così come è stato montato assicura indicazione esatta fino a frequenza di almeno 1 MHz. Lo schema ed il montaggio d'altronde semplicissimo risultano dalle figg. 1, 2 e 3. Accanto ai due chassis è visibile la termocoppia nel suo astuccio. Lo strumentino di recupero è un 10 mV fondo scala, di un amperometro a termocoppia (1 A fondo scala).

Sarà bene verificare le altre divisioni della scala che dovranno coincidere con la scala lineare dello strumento tranne che nel primo quarto come già si è detto. Gli om in possesso di strumenti adatti potranno verificare la curva di fig. 5 che d'altra parte un buon montaggio potrà garantire senz'altro.

Si noti che l'uso dei Sirutor darà una maggiore contrazione all'inizio scala.

Risultati ed applicazioni

Il sottoscritto ha montato tutto direttamente sullo chassis guidato a ciò da una certa esperienza e dalla semplicità dello schema. Lo strumento ha subito funzionato benissimo e l'unica

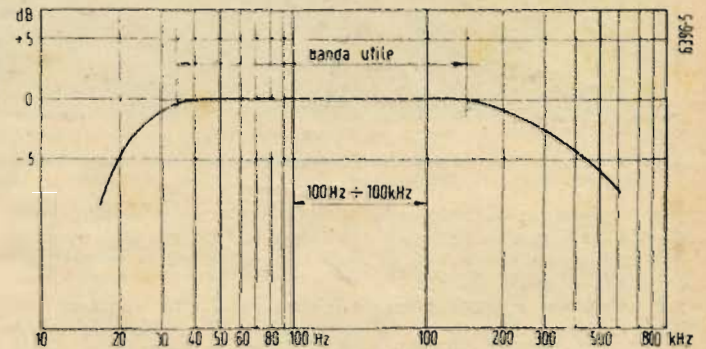



Fig. 5. - *Curva di linearità di lettura del millivoltmetro.*

regolazione è stata quella relativa alla resistenza da 0,2 Mohm valore cui si è arrivati per tentativi. Con questo strumento e con un generatore a battimenti è stato possibile controllare la curva di attenuazione di filtri che sono stati usati per la costruzione di un misuratore di distorsione totale che forse comparirà nel prossimo numero dell'« antenna ».

Ha dato buoni risultati soprattutto come praticità e stabilità. Ricordo a tutti gli appassionati che con un millivoltmetro di questo tipo è possibilissimo controllare, con adatto generatore, la curva di attenuazione del terribile e misterioso filtro per la « Single side band supressed carrier ». Sarà mia cura nei prossimi numeri indicare agli om uno schema semplice e facile per generatore a battimenti di qualità decenti. E tutti questi misteri diventeranno delle cose relativamente facili.

In fig. 6 sono indicate due modalità d'uso molto pratiche ed interessanti per l'om.

1) La misura di impedenza ottenuta per confronto con una serie, di resistenze di valore, nato, e antiinduttive.

Per un qualsiasi valore di tensione generata ed applicata all'induttanza e resistenza in serie, ad una caduta di tensione ai capi della resistenza uguale a quella ai capi dell'induttanza, corrisponderà ovviamente un valore dell'impedenza Z:

$2\pi fL = Z = R$ (trascurando la resistenza interna R_i)

ove R è la resistenza nota in ohm; Z è l'impedenza offeria dall'induttanza per la frequenza f; 2π è una costante uguale 6,28; L = induttanza in [H].

Tenendo conto invece della R_i si ricorre all'espressione

$$Z = \sqrt{R_i^2 + \omega L^2}$$

da cui la ωL.

Di qui è possibile ricavare L e Z.

In mancanza di un generatore si potrà usare la rete ed una serie di resistenze a decadi; naturalmente non converrà usare più di una ventina di volt per non compromettere la L da misurare e la R campione. Diviene cioè possibile controllare se un

(segue a pag. 504)

CONNESSIONI ALLO ZOCCOLO DEI TUBI RICEVENTI DI TIPO AMERICANO

a cura di Raoul Biancheri

TIPO	USO	Cappellotto	1	2	3	4	5	6	7	8
12A5	Pentodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_2	G_1	K,G_3	F	F	—
12A6	Pentodo a fascio amplificatore di potenza .	—	—	F	P	G_2	G_1	—	F	K
12A7	Diodo pentodo	G_1	F	P	G_2	K_d	P_d	K,G_3	F	—
12A8	Convertitore pentagriglia	G_4	S	F	P	$G_{3,5}$	G_1	G_2	F	K
12AH7	Doppio triodo convertitore amplificatore .	—	G_{t1}	K_{t1}	P_{t1}	K_{t2}	G_{t2}	P_{t2}	F	F
12B7	Pentodo a *mu* variabile	—	F	P	G_2	G_3	S	G_1	K	F
12B8	Triodo pentodo	G_{1p}	K,G_{3p}	F	P_p	G_{2p}	P_t	K_t	F	G_t
12C8	Doppio diodo pentodo	G_{1p}	S	F	P_p	P_{d2}	P_{d1}	G_{2p}	F	K,G_{3p}
12E5	Triodo amplificatore	—	S	F	P	—	G	—	F	K
12F5	Triodo amplificatore	G	S	F	—	P	—	—	F	K
12H6	Doppio diodo rettificatore	—	S	F	P_{d2}	K_{d2}	P_{d1}	—	F	K_{d1}
12J5	Triodo amplificatore	—	S	F	P	—	G	—	F	K
12J7	Pentodo amplificatore di tensione . . .	G_1	S	F	P	G_2	G_3	—	F	K
12K7	Pentodo ad interdizione lontana	G_1	S	F	P	G_2	G_3	—	F	K
12K8	Triodo esodo convertitore	G_{3e}	S	F	P_e	$G_{2,4}$	G_t G_{1e}	P_t	F	K
12Q7	Doppio diodo triodo	G_t	S	F	P_t	P_{d2}	P_{d1}	—	F	K
12SA7	Pentagriglia convertitrice	—	S,G_5	F	P	$G_{2,4}$	G_1	K	F	G_3
12SC7	Doppio triodo amplificatore	—	S	P_{t2}	G_{t2}	G_{t1}	P_{t1}	K	F	F
12SF5	Triodo amplificatore ad alto *mu*	—	S	K	G	—	P	—	F	F
12SF7	Diodo pentodo a *mu* variabile	—	S	G_1	K,G_3	G_2	P_d	P_p	F	F
12SG7	Pentodo amplificatore a *mu* variabile . .	—	S,G_3	F	K	G_1	K	G_2	F	P
12SH7	Pentodo amplificatore di RF	—	S	F	K,G_3	G_1	K	G_2	F	P
12SJ7	Pentodo amplificatore di tensione . . .	—	S	F	G_3	G_1	K	G_2	F	P
12SK7	Pentodo ad interdizione lontana	—	S	F	G_3	G_1	K	G_2	F	P
12SL7	Doppio triodo amplificatore	—	G_{t2}	P_{t2}	K_{t2}	G_{t1}	P_{t1}	K_{t1}	F	F
12SN7	Doppio triodo amplificatore	—	G_{t2}	P_{t2}	K_{t2}	G_{t1}	P_{t1}	K_{t1}	F	F
12SQ7	Doppio diodo triodo	—	S	G_t	K	P_{d2}	P_{d1}	P_t	F	F
12SR7	Doppio diodo triodo	—	S	G_t	K	P_{d2}	P_{d1}	P_t	F	F
12Z3	Diodo rettificatore (½ onda)	—	F	P	K	F	—	—	—	—
14C7	Pentodo amplificatore	—	F	P	G_2	G_3	S	G_1	K	F
14J7	Triodo esodo convertitore	—	F	P	P_t	G_t, G_3	$G_{2,4,5}$	G_1	K	F
14Q7	Eptodo pentodo convertitore	—	F	P	$G_{2,4}$	G_1	S,G_5	G_3	K	F
14R7	Doppio diodo pentodo	—	F	P	P_{d2}	P_{d1}	G_2	G_1	K,G_3	F
15	Pentodo RF	G_1	F	P	G_2	K_1 G_3	F	—	—	—
19	Doppio triodo amplificatore	—	F	P_2	G_{12}	G_{t1}	P_1	F	—	
24A	Tetrodo amplificatore a RF	G_1	F	P	G_2	K	F	—	—	—
25A6	Pentodo amplificatore di potenza	—	S	F	P	G_2	G_1	—	F	K,G_3
25A7	Rettificatore amplificatore	—	K	F	P_p	G_{2p}	G_{1p}	P_d	F	K,G_{3p}
25AC5	Triodo amplificatore di potenza	—	S	F	P	—	G		F	K
25B5	Doppio triodo ad accoppiamento diretto .	—	F	P_u	P_i	G	K	F	—	—
25B6	Pentodo amplificatore di potenza	—	S	F	P	G_2	G_1	—	F	K,G_3
25B8	Triodo pentodo amplificatore	G_{ip}	K,G_{3p}	F	P_p	G_{2p}	P_t	K_t	F	G_t
25C6	Pentodo amplificatore a fascio	—	—	F	P	G_2	G_1	—	F	K
25D8	Diodo triodo pentodo	G_1	K	F	P_p	G_2	G_t	P_t	F	P_d
25L6	Pentodo a fascio amplificatore di potenza .	—	—	F	P	G_2	G_1	—	F	K
25N6	Doppio triodo ad accoppiamento diretto .	—	—	F	P_u	P_i	G_i	—	F	K
25X6	Doppio diodo duplicatore di tensione . .	—	S	F	P_{d2}	K_{d2}	P_{d1}	—	F	K_{d1}
25Y5	Doppio diodo duplicatore di tensione . .	—	F	P_2	K_2	K_1	P_1	F	—	—
25Z5	Doppio diodo rettificatore	—	F	P_2	K_2	K_1	P_1	F	—	—
25Z6	Doppio diodo rettificatore	—	S	F	P_{d2}	K_{d2}	P_{d1}	—	F	K_{d1}
26	Triodo amplificatore	—	F	P	G	F	—	—	—	—
27	Triodo rivelatore amplificatore	—	F	P	G	K	F	—	—	—

TIPO	TIPO	Cappollotto	1	2	3	4	5	6	7	8
30	Triodo rivelatore amplificatore	—	F	P	G	F	—	—	—	—
31	Triodo amplificatore di potenza	—	F	P	G	F	—	—	—	—
32	Tetrodo amplificatore di RF	G_1	F	P	G	F	—	—	—	—
32L7	Diodo pentodo a fascio	—	K_d	F	P_p	G_{2p}	G_{1p}	P_d	F	K,G_{3p}
33	Pentodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_1	G_2	F,G_3	—	—	—
34	Pentodo a mu variabile	G_1	F	P	G_2	F	—	—	—	—
35	Amplificatore a mu variabile	G_1	F	P	G_2	K	F	—	—	—
35A5	Pentodo a fascio amplificatore potenza	—	F	P	G_2	—	—	G_1	K	F
35L6	Pentodo a fascio amplificatore potenza	—	—	F	P	G_2	G_1	—	F	K
35Z3	Diodo rettificatore	—	F	P	—	—	—	—	K	F
35Z4	Diodo rettificatore	—	—	F	—	—	P	—	F	K
35Z5	Diodo rettificatore	—	—	F	F_c	—	P	—	F	K
35Z6	Doppio diodo duplicatore di tensione	—	S	F	P_{d2}	K_{d2}	P_{d1}	—	F	K_{d1}
36	Tetrodo amplificatore RF	G_1	F	P	G_2	K	F	—	—	—
37	Triodo rivelatore amplificatore	—	F	P	G	K	F	—	—	—
38	Pentodo amplificatore di potenza	G_1	F	P	G_2	K,G_3	F	—	—	—
39/44	Pentodo amplificatore RF a mu variabile	G_1	F	P	G_2	K,G_3	F	—	—	—
41	Pentodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_2	G_1	K,G_3	F	—	—
42	Pentodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_2	G_1	K,G_3	F	—	—
43	Pentodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_2	G_1	K,G_3	F	—	—
45	Triodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_1	F	—	—	—	—
45Z3	Diodo rettificatore	—	F	P	C.I	K	—	P	F	—
45Z5	Diodo rettificatore	—	—	F	F_c	—	P	—	F	K
46	Tetrodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_1	G_2	F	—	—	—
47	Pentodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_1	G_2	F	—	—	—
48	Tetrodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_2	G_1	K	F	—	—
49	Tetrodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_1	G_2	F	—	—	—
50	Triodo amplificatore di potenza	—	F	P	G	F	—	—	—	—
50L6	Pentodo a fascio amplificatore di potenza	—		F	P	G_2	G_1	—	F	K
50Y6	Doppio diodo rettificatore	—	S	F	P_{d2}	K_{d2}	P_{d1}	—	F	K_{d1}
50Z7	Doppio diodo duplicatore di tensione	—	S	F	P_{d2}	K_{d2}	P_{d1}	—	F	K_{d1}
53	Doppio triodo amplificatore	—	F	P_{t2}	G_{t2}	K	G_{t1}	P_{t1}	F	—
55	Doppio diodo triodo	G_t	F	P_t	P_{d2}	P_{d1}	K	F	—	—
56	Triodo amplificatore rivelatore	—	F	P	G	K	F	—	—	—
57	Pentodo amplificatore	G_1	F	P	G_2	G_3	K	F	—	—
58	Pentodo amplificatore a mu variabile	G_1	F	P	G_2	G_3	K	F	—	—
59	Pendodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_2	G_1	G_3	K	F	—
70A7	Diodo pentodo a fascio	—	K_d	F	P_p	G_2	G_1	P_d, F_c	F	K_p
70L7	Diodo pentodo a fascio	—	K_d	F	P_p	G_2	G_1	K	F	P_d
71A	Triodo amplificatore di potenza	—	F	P	G	F	—	—	—	—
75	Doppio diodo triodo	G_t	F	P_t	P_{d2}	P_{d1}	K	F	—	—
76	Triodo amplificatore rivelatore	—	F	P	G	K	F	—	—	—
77	Pentodo amplificatore RF rivelatore	G_1	F	P	G_2	G_3	K	F	—	—
78	Pentodo amplificatore a mu variabile	G_1	F	P	G_2	G_3	K	F	—	—
79	Doppio triodo amplificatore	G_{t1}	F	P_{t2}	G_{t2}	K	P_{t1}	F	—	—
80	Doppio diodo rettificatore	—	F	P_2	P_1	F	—	—	—	—
81	Diodo rettificatore	—	F	P	—	F	—	—	—	—
82	Doppio diodo rettificatore	—	F	P_2	P_1	F	—	—	—	—
83	Doppio diodo rettificatore	—	F	P_2	P_1	F	—	—	—	—
83V	Doppio diodo rettificatore	—	F	P_2	P_1	F,K	—	—	—	—
84/6Z4	Doppio diodo rettificatore	—	F	P_2	P_1	K	F	—	—	—
89	Pentodo amplificatore di potenza	G_1	F	P	G_2	G_3	K	F	—	—
117L7	Diodo tetrodo	—	K_d	F	P_t	G_1	G_2	P_d	F	K_t
117N7	Diodo tetrodo	—	—	F	P_t	G_1	G_2	K	P_d,F	K_d
117P7	Diodo tetrodo	—	—	F	P_t	G_1	G_2	K	P_d F	K_d
117Z4	Diodo rettificatore (½ onda)	—	—	F	—	—	P	—	F	K
117Z6	Doppio diodo duplicatore di tensione	—	S	F	P_{d2}	K_{d2}	P_{d1}	—	F	K_{d1}

RICEVITORE A SINTONIA FISSA PER LA LOCALE

di Ernesto Viganò

Per ricevere una stazione locale non è necessario un apparecchio a un gran numero di valvole, di solito un paio più la raddrizzatrice bastano egregiamente, e di necessità il circuito, salvo casi eccezionali, è a reazione. Il rendimento di un tale circuito si sa che è ottimo, però la difficoltà è di saperlo usare bene, tenendo la reazione al punto giusto con un buon compromesso tra selettività, sensibilità, purezza (che può essere discreta), potenza della stazione che si ascolta, ecc.

Fig. 1. - *Schema elettrico del ricevitore.* C1 = C2 = C3 = C4 = 5 ÷ 60 pF, *unica;* R *event. per* 160 V = 232 *ohm,* 6 W; L = *lampada spia al neon da* 125 V.

Questa condizione ottima viene raggiunta con la regolazione accurata dei comandi di sintonia e di reazione, cosa che non offre difficoltà a chi è iniziato, ma che risulta un po' ostica al profano. Senza contare che una manovra errata porta disturbo ai vicini perchè l'apparecchio quando oscilla irradia, e per un incompetente come è una persona che non si è mai occupata di radio risulta, per esperienza personale, difficile « centrare » il punto esatto coi comandi. Quindi l'unico modo di ovviare all'inconveniente è di usare la sintonia fissa su un certo numero di stazioni predisposte.

Ecco perchè il ricevitore che viene qui descritto non ha il solito variabile di sintonia nè di reazione, ma dei compensatori da tarare una volta tanto.

Premetto che il materiale con cui è stato costruito è residuato di altre esperienze e quindi vecchio e di dimensioni un po' fuori dal comune, quindi non do misure precise limitandomi a segnare il posto dei vari componenti e ciascuno farà come meglio desidera.

Come ho detto prima il circuito è il solito, le valvole sono ad accensione in serie per risparmiare il trasformatore di alimentazione, e si compone di una 12K7 o 12J7 rivelatrice in reazione, una 35L6 come finale, e una 35Z4 per alimentazione. Il circuito è classico e 4 compensatori tengono il posto dei variabili assieme ad un commutatore. Se il costruttore è in posizione buona da poter sentire più di due stazioni potrà aggiungere altri compensatori e posizioni al commutatore in modo da sintonizzare tutti gli emittenti che vuole. Ma consiglio di usarlo solo per le locali e basta.

La regolazione si riduce a due comandi: il commutatore di stazione e il volume che porta anche l'interruttore. L'apparecchio è realizzato su un telaino di lastra di backelite, con due squadrette per sostenere i comandi, va molto bene isolato perchè un polo della rete è a massa e il toccarne i componenti può essere assai pericoloso se la spina è inserita. Le valvole sono disposte in fila sul retro del telaio, a sinistra la rivelatrice, in centro la finale e a destra la raddrizzatrice. Tra la 35L6 e la 35Z4 trova posto l'altoparlante, di diametro a scelta del costruttore, secondo cioè le esigenze del mobile. Io ne ho usato uno come quello del Fido Marelli con ottimi risultati. Il campo filtra la rettificata, in unione a due condensatori ad alta capacità e bassa tensione da 32uF a 135 Volt. Gli elettrolitici ed il trasformatore di uscita sono collocati rispettivamente sotto e sopra il campo del dinamico. La finale deve avere il trasformatore di uscita adatto al carico anodico che nel nostro caso è di 2500 ohm, se la voce fosse un po' stridula verrà corretta con l'applicazione di un condensatore di circa 2 a 5000 pF tra la placca e lo schermo.

Una resistenza da 180 ohm con un elettrolitico da 25 uF a 25 volt polarizza il catodo, mentre un condensatore da 20000 pF con un potenziometro da 0,5 Mohm accoppia i due stadi.

La rivelatrice potrà essere sia una 12K7 come una 12J7, con poca differenza tra le due, ho usato la seconda e sono restato assai soddisfatto del funzionamento. La bobina è stata avvolta come al buon tempo antico perchè è difficile trovare bobinette che vadano bene senza disfare qualche complesso, e non tutti hanno il comodo di farsi avvolgere induttanze sulle apposite macchine. Si compone, dicevo, di un tubo di backelite da 40 mm di diametro esterno, con sopra 75 spire di filo da 0,4 smaltato, a spire serrate, come sintonia: la reazione si compone di 25 spire a 3 mm. dal lato griglia avvolte come sopra, con lo stesso filo, e il primario di antenna e su un tubo delio stesso materiale ma di 30 mm, con sopra 30 spire sempre di filo da 0,4 smaltato e posta nella prima in modo che i due inizi siano allo stesso livello. Lo schizzo è esauriente in merito. La bobina trova posto sopra il telaio tra la 35L6 e il pannello anteriore, mentre alla sua sinistra si trova al di sopra il commutatore, e al di sotto il potenziometro. La resistenza o le resistenze di caduta per l'alimentazione dei filamenti sono tra la 35Z4 ed il pannello anteriore. I filamenti vanno collegati nel modo seguente: dalla massa

Fig. 2. - *Disposizione induttanze.*

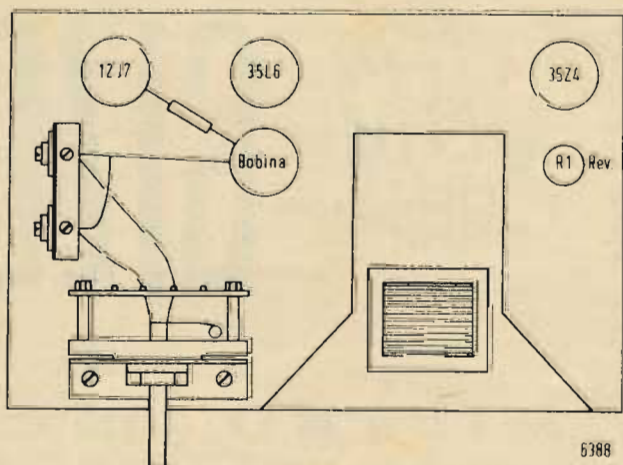



Fig. 3. - *Aspetto d'insieme delle varie parti.*

alla 12J7, da questa alla 35L6, ed attraverso la resistenza, alla 35Z4 e di qui alla rete. La disposizione è quella che ha dato meno fastidio per il ronzio. Se la rete non è a 125 ma a 160 o 220, si devono aggiungere le resistenze nel punto segnato dallo schema.

Una volta finito e verificati accuratamente i collegamenti si potrà dare tensione e si controllerà, ponendo un variabile al posto di uno dei compensatori di sintonia, se la ricezione avviene

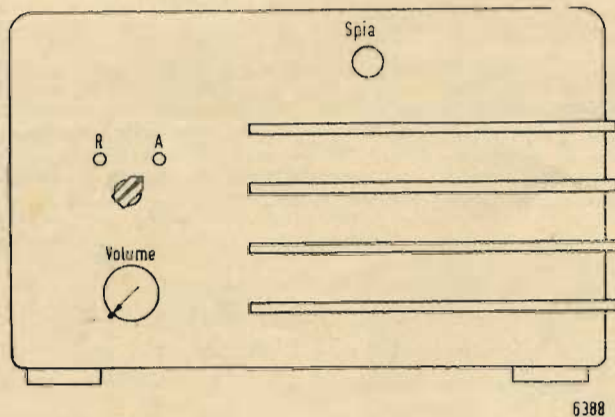



Fig. 4. - *Eventuale sistemazione esterna.*

regolarmente, osservando quanti pF circa occorrono per centrare le stazioni desiderate. Poi si sostituirà il variabile coi compensatori eventualmente con condensatori fissi a mica od in ceramica in parallelo, regolando accuratamente la sintonia e la reazione al punto esatto. La ricezione dovrà essere forte e chiara. Attenzione: il lavoro di taratura va fatto restando *bene* isolati dalla massa ed evitando il più possibile di toccare il telaio per evitare scosse che possono avere gravi conseguenze. Questo lavoro va fatto possibilmente nel locale dove va in seguito installato il ricevitore, usando anche l'antenna che verrà adoperata poi. Una volta finita la taratura, si introduce l'apparecchio nel mobile e lo si chiude bene con un pannello posteriore forato per il raffreddamento, si stringono i bottoni badando che la vite non sporga ed il lavoro è finito.

Il mobile l'ho costruito io in legno di abete da circa 10 mm. di spessore, usando i resti di una cassetta, una passata con la carta smeriglio ed una verniciata nella tinta dell'ambiente dove deve andare (nel mio caso la cucina) l'hanno reso di aspetto discretamente elegante ●

In uno dei prossimi fascicoli de "l'antenna" sarà ampiamente descritto nella rubrica "Surplus..." l'interessante apparecchio ricetrasmittente - Bendix V. H. F. — SCR - 522.

MILLIVOLTMETRO DI FACILE ED ECONOMICA REALIZZAZIONE *(segue da pag. 500)*

trasformatore di ricupero si presta o meno allo scopo che ci siamo prefissi. Ma di questo vi parleremo.

2) Il controllo di efficienza di condensatori elettrolitici a mezzo di quattro resistenze *R*1, *R*2, *R*3, *R*4 disposte a partitore progressivo in modo da ottenere da una normale alimentazione non filtrata due tensioni da 300 e 25 V. Collegando ai capi 1 e 2 un mV sarà possibile leggere un certo numero di mV alternati che naturalmente diminueranno collegando ai capi C1 e C2 rispettivamente un elettrolitico di 300 V lavoro o un elettrolitico catodico.

Se il condensatore in questione è « secco » la diminuzione indicata del millivoltmetro sarà di molto minore entità che con un altro condensatore di uguale valore e in buono stato.

E' possibile così tarare e controllare per confronto dei condensatori elettrolitici sotto tensione con relativa facilità. Basta avere degli strumenti di misura, ma non è difficile procurarseli e lo dimostrerò prossimamente.

Mi vorranno scusare i tecnici, il tono dimesso e talvolta poco rigoroso che ho usato allo scopo di facilitare la comprensione anche ai meno preparati.

Resto a disposizione di chi tramite la rivista mi richiederà schiarimenti. ●

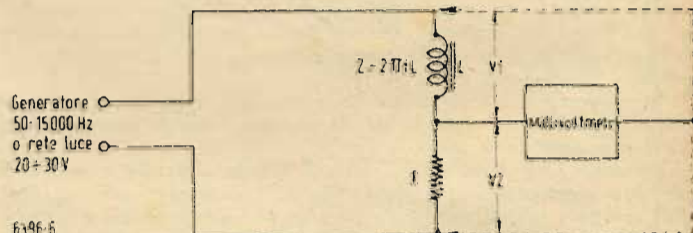
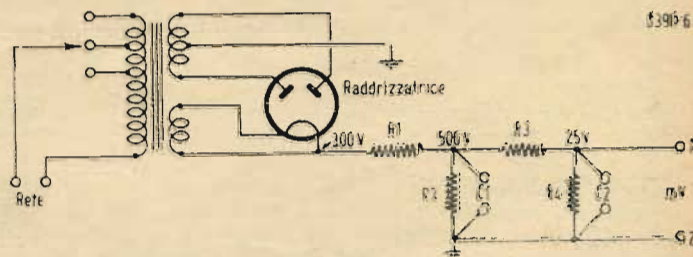



Fig. 6. - Sopra: *Schema controllo efficienza di condensatori elettrolitici;* sotto: *Schema misura induttanze, per* $V_1 = V_2$: *Z* = R.

rassegna della stampa

Principi elettroacustici fondamentali per la trasmissione di una banda allargata di frequenze audibili

di W. Furner, A. Lauber e P. Werner

Bulletin Technique P.T.T. Febbr. 1949

Nella gamma delle onde medie, la qualità acustica di una trasmissione radiofonica è limitata dalla selettività del ricevitore. Dato il limitato scarto che esiste tra le frequenze di due trasmettitori vicini, il limite superiore della frequenza acustica utilizzabile varia fra i 3 e i 4 kHz. Nei ricevitori di tipo vecchio questo valore non è di solito raggiunto. D'altra parte per il fatto d'impiegare la modulazione d'ampiezza, la comunicazione radiofonica è soggetta a delle forti perturbazioni che limitano la dinamica della trasmissione a 35 o 40 dB al massimo.

Se limitazioni della qualità sono dunque dovute esclusivamente alle proprietà della via radioelettrica « *alta frequenza* ». Queste difficoltà cadono se si ricorre alla trasmissione per linee, utilizzata per la telediffusione a alta o bassa frequenza. Si può così portare il limite superiore della frequenza a 6 o 7 kHz e abbassare il livello di disturbo da 10 a 20 dB.

Un'altra possibilità, che sveglia attualmente un grande interesse, è l'impiego di onde ultra corte modulate in frequenza.

Nella trasmissione con onde ultra corte modulate in frequenza, la via radioelettrica non impone più dei limiti superiori alle frequenze acustiche; è possibile, come principio, trasmettere tutta la gamma delle frequenze percepite dall'orecchio umano; praticamente il limite superiore è portato a 15 kHz. Inoltre la trasmissione delle onde ultracorte modulate in frequenza è considerevolmente meno sensibile ai disturbi e alle perturbazioni che la trasmissione con onde medie modulate in ampiezza, il che aumenta, come principio, la dinamica della trasmissione.

Non esamineremo qui il miglioramento della qualità, sensazione soggettiva che si accompagna all'allargamento della banda di frequenze; nè ricercheremo se è possibile di migliorare la qualità di trasmissione ricorrendo alla stereofonia. Nel lavoro che presentiamo, esamineremo in quale misura le altre parti della catena di trasmissione, cioè il microfono, gli amplificatori, il cavo di collegamento dallo studio al trasmettitore e gli altoparlanti corrispondono alle possibilità che offre la trasmissione per modulazione di frequenza.

Per ciò che riguarda il cavo che collega lo studio al trasmettitore, non faremo che sfiorare la questione. La gamma di frequenze utilizzabile coi cavi musicali attuali è limitata a 8 kHz, essa non può essere facilmente aumentata a causa della frequenza di taglio di 10 kHz dei cavi pupinizzati. I nuovi cavi per frequenze portanti non pupinizzati, danno tuttavia la possibilità, con l'utilizzazione dei circuiti fantasmi non utilizzati dalla telefonia a frequenza portante, di creare dei nuovi circuiti musicali che possono essere equilibrati senza difficoltà fino a 15 kHz; solo la questione della diafonia col canale inferiore di trasmissione a frequenza portante deve essere esaminato.

La posa di cavi coassiali permette comunque di prevedere delle altre soluzioni. Nel collegamento fra studio e trasmettitore nulla si oppone quindi al miglioramento della qualità di trasmissione.

Orientamenti tecnici degli studi di trasmissione

Nello studio, la qualità di trasmissione è influenzata dall'acustica della sala, dal microfono e dal complesso degli amplificatori Per gli amplificatori la situazione è la più semplice. Non vi è qui nessuna difficoltà poichè negli studi si trovano già degli amplificatori aventi una banda di frequenze di 15 kHz.

L'effetto acustico della sala, dipende in primo luogo dal rapporto che esiste tra il suono che raggiunge direttamente il microfono e il suono riflesso verso il microfono delle pareti della sala. Per le basse e medie frequenze, le sorgenti sonore che entrano in considerazione hanno un irradiamento in gran parte non direttivo, così che questo rapporto non è determinato che dalla distanza fra il microfono e la sorgente sonora e dall'acustica della sala. Per le frequenze comprese fra 3 e 5 kHz, le condizioni sono modificate dal fatto che l'irradiamento avviene sempre maggiormente per fascio in modo che diventa più facile modificare il rapporto fra l'irradiamento diretto e l'irradiamento riflesso del suono. Inoltre, conviene notare che l'effetto di spazio propriamente detto, che è di una estrema importanza per la qualità della trasmissione, si manifesta soprattutto alle basse e medie frequenze, dove la maggior parte d'energia è concentrata.

Fig. 1. - *Curva di risposta di un microfono a bobina mobile frequentemente usato.*

Al disopra di 4-5 kHz, non si trovano più che delle armoniche, dei disturbi e dei fenomeni transitori in cui d'energia è relativamente così debole che l'effetto di spazio non ha più nessuna importanza. Si vede così che l'allargamento della banda di frequenze non urta in alcuna difficoltà in ciò che concerne l'acustica della sala. Bisogna tuttavia notare che con una banda di frequenze allargata, una cattiva posizione del microfono influenzerà molto di più la trasmissione che non nel caso attuale.

Non è esatto tuttavia pretendere che l'allargamento verso l'alto della banda di frequenze renda necessaria una modificazione della tecnica dei microfoni.

Microfoni

I microfoni in uso negli studi non trasmettono in generale le frequenze superiori a 8-10 kHz. Un esempio tipico è dato dalla fig. 1, che mostra la curva di risposta di un microfono dinamico frequentemente utilizzato negli studi. La curva mostra che per le frequenze superiori a 2-3 kHz la perturbazione del campo sonoro e la risonanza della cavità che si trova davanti alla membrana provoca un effetto direttivo *artificiale*.

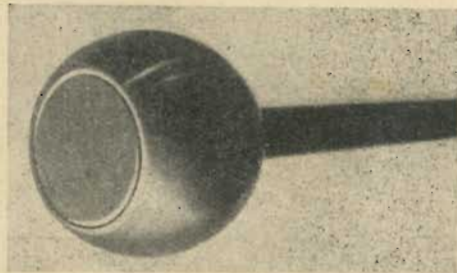



Fig. 2. - *Microfono per misure di forma sferica senza cavità davanti alla membrana.*

Per la trasmissione di frequenze che giungono fino a 15 kHz, è necessario costruire un microfono più piccolo possibile, alfine di portare al minimo le influenze delle perturbazioni del campo sonoro, della risonanza della cavità e dell'effetto direttivo che ne risulta alle alte frequenze. Un nuovo piccolo microfono a condensatore costruito da J. Bohli a Soleure soddisfa a queste esigenze. Il microfono a condensatore è stato scelto innanzi tutto perchè presenta, come lo provano delle ricerche anteriori ([1]), la caratteristica di fase più favorevole a un comportamento ottimo riguardo ai fenomeni acustici non stazionari.

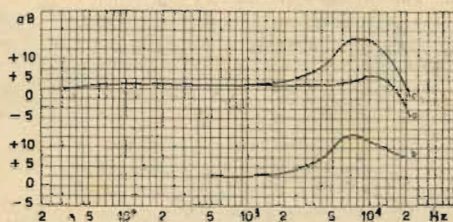



Fig. 3. - *Curva di taratura del microfono sferico per misure.*
a) *Taratura elettrostatica di pressione.*
b) *Trasformazione della pressione acustica dovuta alla sfera.*
c) *Taratura in campo libero* (a+b).

Si è dovuto inoltre perfezionare la tecnica di misura dei microfoni per raggiungere la zona delle frequenze comprese fra i 10 e i 15 kHz.

Si procedette nel seguente modo: si costruì anzitutto un microfono a condensatore senza cavità davanti alla membrana, il microfono era sferico; la perturbazione del campo sonoro che esso produceva potè essere facilmente calcolata ([2]) (fig. 2). La prova in un campo acustico libero fu ottenuta con una misura elettrostica di pressione, corretta in funzione dei valori calcolati della deformazione del campo sonoro (v. fig. 3).

Si ricorse a un secondo procedimento facendo costruire, ingrandito a scala 10:1, un

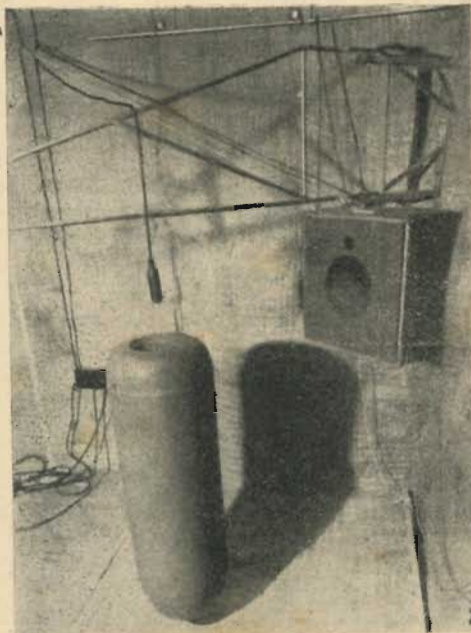



Fig. 4. - *Modello in legno del microfono a condensatore (scala 10:1); sopra il nuovo microfono a condensatore.*

modello in legno del nuovo microfono a condensatore (fig. 4). La pressione acustica che agiva sul modello nel punto ove avrebbe dovuto trovarsi la membrana fu misurata a mezzo di un microfono di dimensioni normali, per una gamma di frequenze variate da 100 Hz a 2 kHz. Si potè così determinare la pressione acustica agente sul vero microfono alle frequenze comprese fra 1 e 20 kHz, e determinare così l'influenza della risonanza della cavità e la distorsione del campo sonoro (fig. 5).

I risultati ottenuti con i due metodi di misura concordarono entro circa ± 1 dB.

Altoparlanti

E' un fatto noto che anche per le ordinarie trasmissioni radiofoniche, l'altoparlante è di molto l'organo meno buono. Noi non tratteremo qui la questione molto importante dei fenomeni transitori nell'altoparlante, che è ancora molto oscura. Va da sè che fino alla frequenza di 15 kHz l'altoparlante deve avere una curva di risposta il più lineare possibile; in più è necessario che l'irradiazione sia costante entro un angolo più largo possibile. Come principio, una sorgente sonora non emette radiazioni direzionali se non quando le proprie dimensioni sono piccole in rapporto alla lunghezza d'onda irradiata. Per una membrana circolare di diametro d agente come un pistone (corrispondente alla membrana conica degli altoparlanti elettrodinamici normali), l'effetto direttivo alla lunghezza d'onda λ, cioè il rapporto della pressione acustica P_φ irradiata nella direzione φ alla pressione P_0 su l'asse di simmetria si calcola come segue [*]:

$$\frac{P_\varphi}{P_0} = 2\,\frac{J_1\left(\frac{\pi d}{\lambda}\ sen\ \varphi\right)}{\left(\frac{\pi d}{\lambda}\ sen\ \varphi\right)}$$

La fig. 6 mostra qualche esempio di calcolo di diagrammi polari per differenti rapporti per il diametro d dell'altoparlante e la lunghezza d'onda λ. Ne risulta che alle alte frequenze l'irradiamento ha luogo in gran parte per fascio. Non è possibile porre rimedio a questo fenomeno che utilizzando delle sorgenti sonore le cui dimensioni siano piccole in rapporto alla lunghezza d'onda irradiata.

Fig. 5. - *Curva di taratura del microfono a condensatore.*

a) *Taratura elettrostatica di pressione.*
b) *Influenza della risonanza della cavità e della trasformazione della pressione acustica, misurata sul modello ingrandito.*
c) *Taratura in campo acustico libero (a + b).*

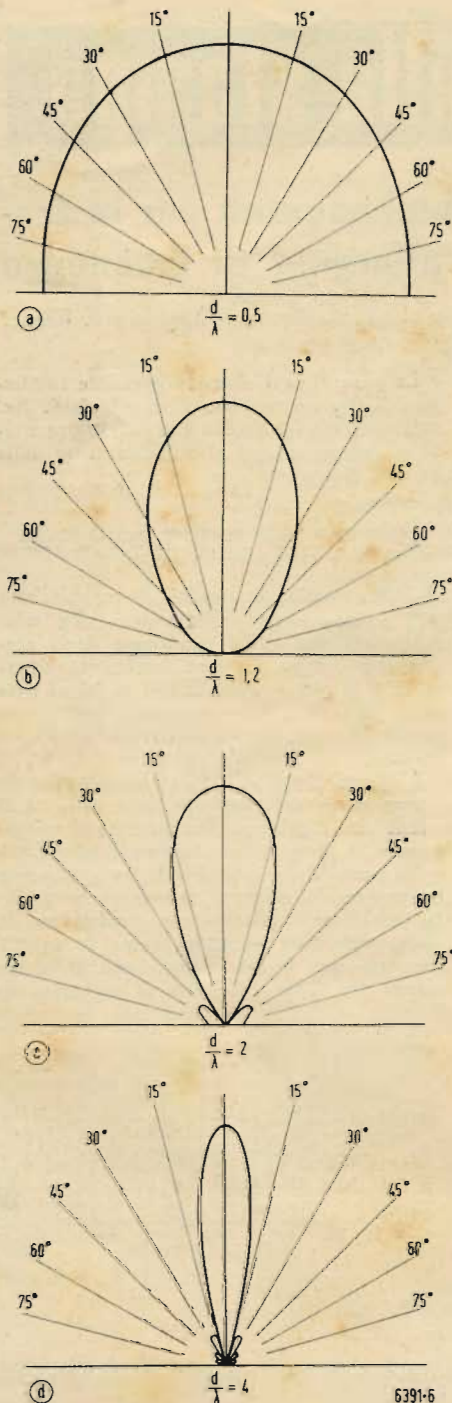



Fig. 6. - *Diagrammi polari calcolati di una membrana circolare agente come un pistone.*

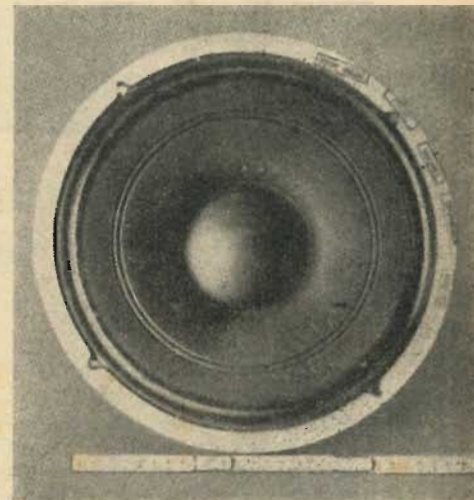



Fig. 7. - *Altoparlante con membrana di forma speciale.*

Inversamente, per irradiare delle basse frequenze, occorre che la superficie irradiante sia la più grande possibile, essendo

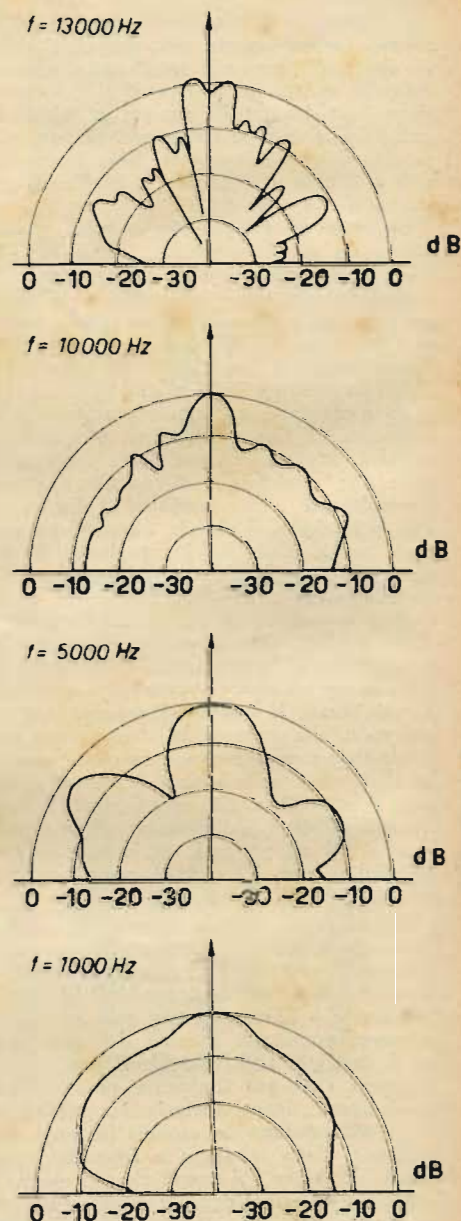



Fig. 8. - *Diagrammi polari dell'altoparlante della fig. 7.*

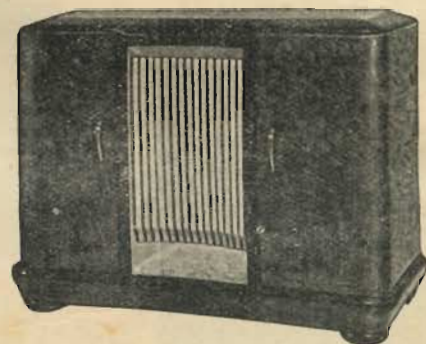
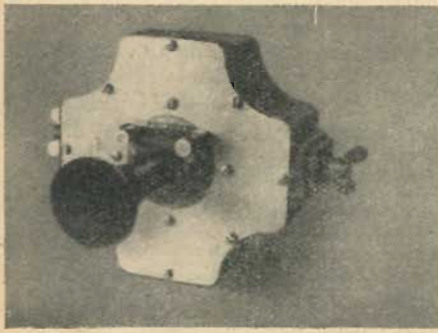



Fig. 9. - *Altoparlante a padiglione per suoni acuti.*

la pressione acustica irradiata funzione del flusso acustico Q.

$$Q = v \cdot S$$

v = velocità di vibrazione della superficie irradiante;
S = dimensione della superficie irradiante;
$v = a \cdot \omega$; a è l'ampiezza della superficie irradiante.

L'irradiamento delle basse frequenze è così limitato dall'ampiezza massima possibile a *max* della membrana dell'altoparlante; è dunque necessario fare la superficie irradiante S il più grande possibile. Si è così portati a costruire degli altoparlanti combinati, nei quali diverse sorgenti sonore di grandezze differenti irradiano ognuna una parte della gamma di frequenza.

Un altro effetto che può provocare delle difficoltà è l'*effetto di campo riavvicinato*. Allorquando le dimensioni della superficie irradiante sono grandi in rapporto alla lunghezza d'onda irradiata, le componenti del suono provenienti da ogni sorgente sonora elementare incontrano con fasi differenti i punti riavvicinati della sorgente sonora: le

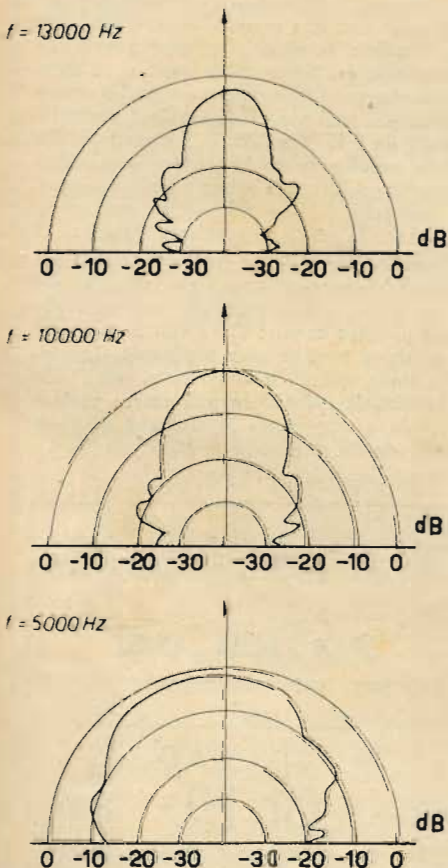



Fig. 10. - *Diagrammi polari dell'altoparlante della fig. 9.*

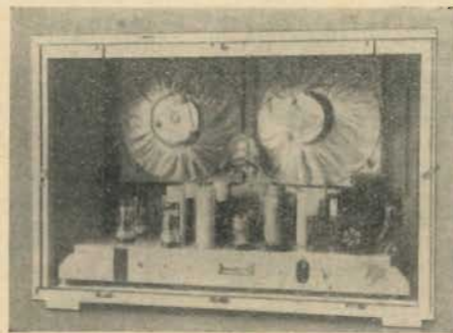



Fig. 11. - *Ricevitore radiofonico corredato di due altoparlanti disposti secondo un angolo ottuso.*

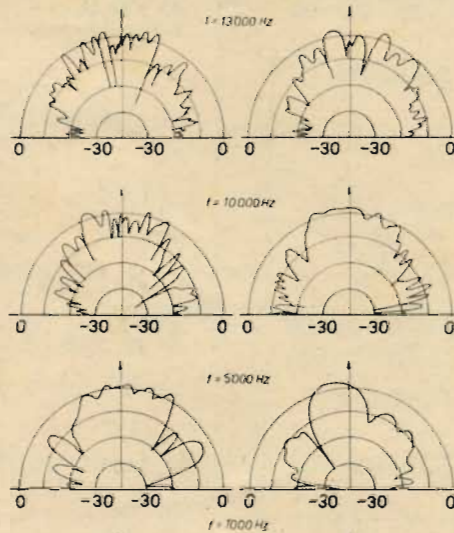



Fig. 12. - *Diagrammi polari del ricevitore della fig. 11.*

componenti possono sia addizionarsi che sottrarsi; ne risulta un campo estremamente complicato con conseguente grandi ed improvvise variazioni di pressione acustica, che diventa inutilizzabile sia per l'audizione come per la misura. I limiti di questo campo riavvicinato sono, per le alte frequenze, date dall'espressione seguente:

$$\frac{\pi \, R_o^2}{\lambda \cdot r} < 1 \qquad (^1)$$

nel quale R_o rappresenta il raggio della sorgente sonora ed r il limite del campo riavvicinato.

L'effetto del campo riavvicinato è una ragione di più per servirsi di una sorgente sonora di dimensioni il più ridotte possibile.

La fig. 7 mostra un altoparlante moderno comprendente una sola membrana e una bobina mobile. Si è tentato migliorare l'irradiamento dei suoni acuti dando una forma particolare alla membrana (curvatura nel mezzo). I diagrammi polari rilevati mostrano tuttavia che non ci si è arrivati che imperfettamente.

Le misure fatte a mezzo di un altoparlante a padiglione per suoni acuti (fig. 9) mostrano che per questi suoni bisogna ricorrere ad un altro sistema di altoparlante, che sia innanzi tutto di piccole dimensioni.

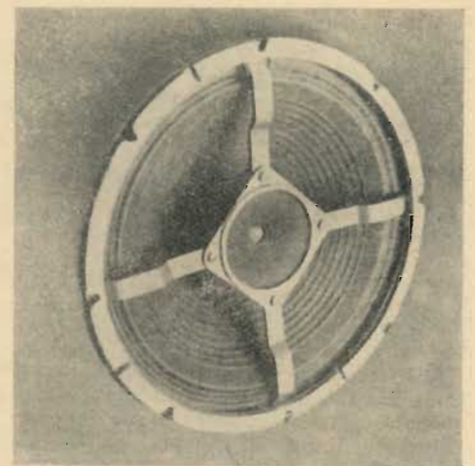



Fig. 13. - *Altoparlante combinato-coassiale.*

Il diagramma polare (fig. 10) dell'altoparlante a padiglione è molto migliore di quello della fig. 8. E' bensì vero che si tratta qui d'un altoparlante di costruzione spe-

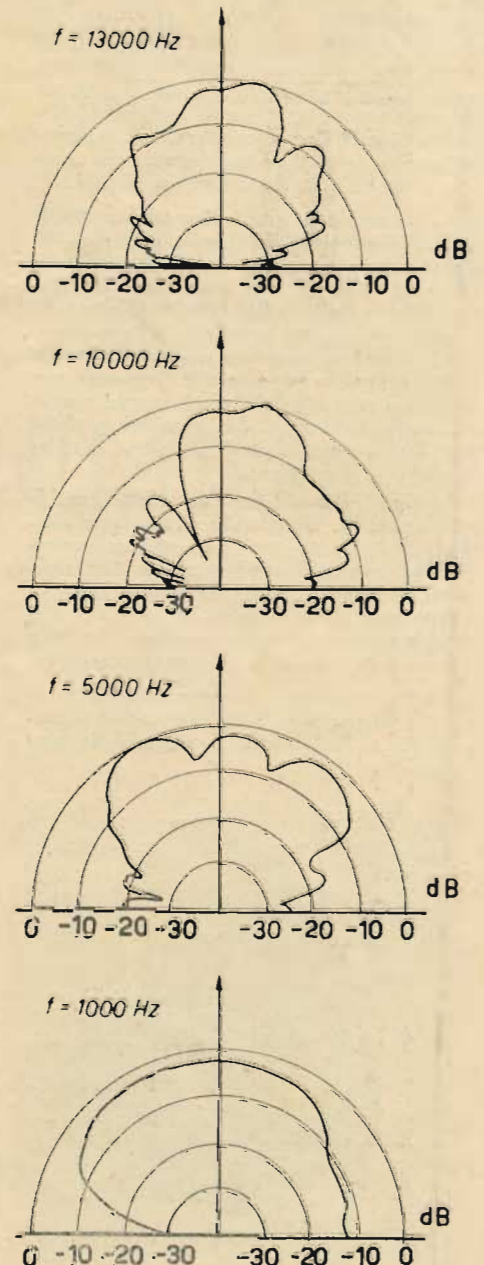



Fig. 14. - *Diagrammi polari dell'altoparlante della fig. 13.*

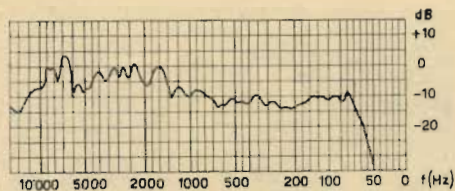



Fig. 15. - *Curva di risposta dell'altoparlante della fig. 13.*

ciale, che non irradia che i suoni acuti e non riproduce affatto i suoni bassi.

Si è provati a più riprese di migliorare il diagramma polare nei ricevitori radiofonici disponendo due altoparlanti obliquamente l'uno rispetto all'altro. La fig. 11 mostra una disposizione di questo tipo. I diagrammi polari (fig. 12) sono qui particolarmente sfavorevoli per le alte frequenze; essi mostrano infatti delle irregolarità che arrivano a 25 dB e più, ciò che è inammissibile poichè la trasmissione acustica (curva di risposta e di fase) ne è influenzata e si producono delle distorsioni ed altri effetti (fenomeni transitori) percettibili. In tal caso, i diagrammi di irradiamento sono sono sfavorevoli per due ragioni: tuttavia si utilizzano due altoparlanti normali simili le cui membrane sono di 25 cm di diametro e che hanno ognuno di già un diagramma polare sfavorevole ai suoni acuti (fig. 12), inoltre questi due altoparlanti sono necessariamente montati ad una distanza che equivale a molte volte la lunghezza d'onda.

Se si combinano degli altoparlanti di differenti dimensioni, è difficile ottenere una riproduzione perfetta alle frequenze dove l'irradiamento dei due altoparlanti si ricopre. E' egualmente impossibile ottenere riproduzioni perfette quando le differenti sorgenti sonore sono situate accanto l'una all'altra in modo tale che alle frequenze più alte, la distanza fra di loro è uguale a molte lunghezze d'onda. La soluzione perfetta non è data che con la disposizione coassiale dei due altoparlanti.

La fig. 13 mostra un altoparlante combinato-coassiale. Un piccolo altoparlante elettrodinamico a magnete permanente è montato nel centro d'un altoparlante di dimensioni maggiori. Le bobine mobili dei due altoparlanti sono collegate in serie. Il diagramma polare è molto regolare (fig. 14), particolarmente per le frequenze molto alte.

La fig. 15 mostra la curva di risposta di questo altoparlante. E' il caso qui di rimarcare che ai fini dell'allargamento della banda di frequenze verso l'alto, le esigenze relative alla riproduzione delle frequenze basse sono aumentate. Il rapporto fra la qualità, sensazione soggettiva e la gamma di frequenze trasmesse è complessa e tutt'ora poco conosciuta. Come già abbiamo detto in principio non tratteremo qui questo problema.

Fig. 16. - *Altoparlante combinato-assiale con trombetta multicellulare.*

Fig. 17. - *Diagrammi polari dell'altoparlante della fig. 16.*

La fig. 16 mostra un'altra realizzazione di altoparlante combinato-coassiale. Davanti all'altoparlante per i suoni acuti è posta una trombetta multicellulare che serve a ripartirli meglio. Il problema dell'altoparlante è risolto molto bene in questo modo, poichè il diagramma polare è ancora favorevole fino alla frequenza di 10.000 Hz (fig. 17), tuttavia alla frequenza 13.000 Hz si manifesta un forte effetto direttivo, nel quale si riconosce chiaramente l'influenza delle cellule che ripartiscono il suono. L'altoparlante combinato-coassiale permette la realizzazione di ricevitori riproducenti effettivamente la banda di frequenze allargata a 15 kHz.

Riepilogo

La radiodiffusione con onde ultra-corte permette di trasmettere una banda di frequenze udibili, larga quanto si desidera, e d'utilizzare tutta la facoltà di percezione dell'orecchio umano, che va fino alla frequenza di 15 kHz circa.

Le prove effettuate mostrano che si dispone già dei microfoni, degli amplificatori e circuiti necessari e che l'acustica degli studi soddisfa alle esigenze più elevate di questa tecnica. Il problema più difficile da risolvere è quello degli altoparlanti; tuttavia gli altoparlanti combinati-coassiali danno già dei risultati soddisfacenti. E' indispensabile che i ricevitori di onde ultracorte ad alta fedeltà, siano equipaggiati con altoparlanti speciali, anche se il loro prezzo ne è aumentato in maniera apprezzabile, poichè altrimenti tutta la spesa fatta per questi ricevitori è in pura perdita.

(1) R. Stadlin, « Bull. techn. P.T.T. », 1947, n. 4, pag. 133-143 e n. 5, pag. 187 e 194.
(2) St. Ballantine, « J. acoustic Soc. Am. », 3 (1932), 319.
(3) H. Stenzel, *Leitfaden zur Berechnung von Schalvorgängen*, Berlin, 1939.
(4) H. Stenzel, già citato.

ALIMENTATORE PER SPERIMENTATORI

di R. P. Turner

Radio e Television News Settembre 1949

Sotto questo titolo l'A. ci presenta una semplice realizzazione che pensiamo possa interessare tutti coloro che per spasso o per lavoro dispongano di alimentatori.

L'alimentatore qui descritto può fornire una tensione variabile con continuità da 58 a 305 volt con una corrente di 100 mA, fornisce inoltre tensioni alternate per l'alimentazione dei filamenti le quali sono tutte isolate da massa permettendo in tal guisa di ottenere vari valori di tensioni variabili a scatti da 0,65 V a 8,80 V. La particolarità di tale montaggio stà in un « resistore elettronico variabile » il quale è qui costituito da due tubi di tipo 6L6 ed ha per scopo di variare la tensione continua d'uscita.

Questo montaggio si comporta come un reostato elettronico e consiste in un triodo la cui placca è collegata alla massima tensione positiva mentre il catodo è collegato al negativo tramite una resistenza, la valvola viene quindi a funzionare come una resistenza, il cui valore può essere variato variando a tale scopo la tensione di polarizzazione di griglia.

Schema elettrico dell'alimentatore per sperimentatori: $R1$ = 75.000 variabile a filo; $C1$ = $C2$ = 0,1 μF, 400 V, carta; $C3$ = $C4$ = 8 μF, 450 V, elettrolitico; $CH1$ = 8 H, 180 mA, cc; $J1$ e J = prese a jack; $PL1$ = lampadina spia; $S1$ e $S2$ = interruttore a pallino; $T1$ = trasformatore 350-350 V, 150 mA; 5 V, 3 A; 6,3 V, 4,5 A; $T2$ = trasformatore fil. 2,5 V, 5 A; $T3$ = trasformatore fil. 6,3 V, 3 A; $V1$ = $5U4$; $V2$ = $V3$ = $6L6$.

Al fine di polarizzare la griglia del tubo suddetto è stato previsto un cursore che scorra sulla resistenza di catodo permettendo così di ottenere una larga variazione di resistenza interna del tubo e quindi una larga variazione di tensione all'uscita com'era nell'intento del costruttore. Beninteso che la valvola (o le valvole) che qui viene a lavorare come reostato elettronico va scelta in modo tale da rispettare la dissipazione totale e di conseguenza l'emissione massima continua ammissibile.

Fra le soluzioni di questo problema questa qui descritta è la più semplice ed economica.

segnalazione brevetti

Cassa armonica per apparecchi radiofonici in funzione di custodia.
ATHENA RADIO Società, a Milano (2-119).

Dispositivo per l'accensione automatica a tempo degli apparecchi radio.
BAMBINO FRANCESCO, a Pavia (2-120).

Circuito elettrico particolarmente adatto per radio ricevitore a supereterodina a due tubi di cui il primo funziona contemporaneamente da oscillatore, convertitore, e amplificatore di bassa frequenza.
BARISON SILVIO, a Milano (2-120).

Antenna a larga banda usabile con alte frequenze radio.
BENDIX AVATION CORPORATION, a Sout-Bend (S.U.A.) (2-120).

Perfezionamenti ai dispositivi elettronici per onde ultracorte.
COMPAGNIE GENERALE de TELEGRAPHIE, a Parigi (2-121).

Dispositivo di controllo della modulazione per impianti radio-trasmittenti.
EGYESULT IZZOLAMPA, a Ujpest (Ungheria) (2-122).

Congegno d'accensione automatica ad ora prestabilita per apparecchio radiofonico ricevente, incorporato nell'apparecchio stesso con le relative manopole per la carica dell'orologio e la regolazione dell'ora di accensione, ed avente il quadrante dell'orologio e il quadrantino indicante l'ora di accensione sulla scala parlante.
FACCHINI BRUNO, a Milano (2-122).

Compensatore di fasi per gruppi di microfoni o di trasmettitori, specialmente per trasmissioni sottomarine mediante ultrasuoni.
Soc. FRANCAISE RADIO-ELECTRIQUE, a Parigi (2-123).

Procedimento di modulazione per radio-trasmettitori.
LA STESSA (2-123).

Procedimento di modulazione mista mediante variazione di ampiezza e mediante sfasamento per radiotrasmettitori.
LA STESSA (2-123).

Apparecchio per la produzione di una distribuzione in reticolo regolare di cariche a localizzazione puntiforme sopra un piano per gli scopi della televisione.
GESELLSCHAFT zur FORDERUNG DER FORSCHUNG, a Zurigo (2-123).

Distribuzione di comando automatico di volume per apparecchi radioriceventi ad onde ultracorte.
HAZELTINE CORPORATION, a Washington (S.U.A.) (2-123).

Disposizione per esplorare una zona dello spazio con un fascio irradiato di segnali di onda portante.
LA STESSA (2-123).

Ricevitore a superreazione.
LA STESSA (2-123).

Perfezionamenti ai dispositivi commutatori di antenna.
INTERNATIONAL STANDARD ELECTRIC CORPORATION, a New York (2-124).

Perfezionamenti relativi a sistemi di trasmissione di onde elettriche.
LA STESSA (2-124).

Perfezionamenti ai sistemi di atterraggio con radiofaro.
LA STESSA (2-124).

Perfezionamenti ai radiofari.
LA STESSA (2-125).

Sistemi di televisione e dispositivi di sincronizzazione per i medesimi.
LA STESSA (2-125).

Perfezionamenti agli apparecchi misuratori di radio-frequenza.
LA STESSA (2-125).

Perfezionamenti ai circuiti telestampati.
LA STESSA (2-125).

Perfezionamento relativo a sistemi di trasmissione di onde per televisione, che comprendono canali che utilizzano modulazioni di impulso.
LA STESSA (2-126).

Sistema per radiofonia atto ad ottenere, negli apparecchi riceventi, la segnalazione del tipo di programma emesso dalla stazione trasmittente.
ISAIA BARTOLOMEO, a Genova (2-126).

Gruppi di due o più induttanze variabili specialmente adatte per la sintonia dei radio-ricevitori.
LIGUORI MARIO, a Milano (2-127).

Dispositivo per apparecchi radio per individuare e indicare la posizione geografica della emittente sintonizzazione.
MACCAFERRI MARIO, a Milano (2-127).

Commutatore a stantuffo per circuiti radio.
MAGNETI MARELLI Fabbrica Italiana, a Milano (2-127).

Copia dei succitati brevetti può procurare:
Ing. A. RACHELI, Ing. R. BOSSI & C.
Studio Tecnico per Brevetti d'Invenzione, Marchi, Modelli, Diritto d'Autore, Ricerche, Consulenze.
MILANO (201) - Via P. Verri, 6 - Tel. 700 018

piccoli annunci

Gli abbonati hanno diritto alla pubblicazione gratuita di un annuncio (massimo 15 parole) all'anno.

RADIOTECNICO, diploma geometra lunga pratica ricetrasmettitori, apparati radioelettrici, offresi ovunque - Antenna, Casella n. 31.

VENDO cambio casa materiale radio, analizzatore, testi tecnici, annate 46-47-48, Elettronica. - Giaretto Vittorio - Cunioli - Moncalieri.

ATTREZZAMENTO e materiale per costruzioni gruppi A.F. liquido. - Antenna - Casella n. 32.

BC 348 completo valvole, alimentazione, limitatore disturbi, altoparlante, vendo 45.000. - Resciguo, Casella Postale 787, Milano.

Editrice Il Rostro

BIBLIOTECA TECNICO SCIENTIFICA

Ing. A. Nicolich — LA RELATIVITA' DI ALBERT EINSTEIN . **L. 500**

Ing. G. Mannino Patanè — I NUMERI COMPLESSI . . . . . **L. 300**

Ing. G. Mannino Patamé - TRIGONOMETRIA PIANA . . . . **L. 500**

L. Bassetti — DIZIONARIO TECNICO DELLA RADIO — Italiano-inglese, Inglese-italiano . . . . . . **L. 900**
rilegato **L. 1100**

MONOGRAFIE DI RADIOTECNICA

N. Callegari — TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE E DI USCITA PER RADIORICEVITORI. Progetto e costruzione . . . . **L. 150**

N. Callegari — INTERPRETAZIONE DELLE CARATTERISTICHE DELLE VALVOLE . . . . **L. 150**

G. Coppa — MESSA A PUNTO DI UNA SUPERETERODINA . **L. 150**

G. Termini — STRUMENTI UNIVERSALI. Teoria e pratica . . **L. 150**

G. Coppa — LA DISTORSIONE NEI RADIORICEVITORI . . . **L. 160**

P. Soati — CORSO PRATICO DI RADIOCOMUNICAZIONI . . **L. 200**

P. Soati — METEOROLOGIA AD USO DEI SERVIZI RADIANTISTICI E DELLE SCUOLE NAUTICHE DI R. T. . . . . , **L. 220**

BIBLIOTECA DI RADIOTECNICA

G. Termini — GRUPPI DI AF PER RICEVITORI SUPERETERODINA PLURIONDA . . . . **L. 300**

G. Termini — GENERATORI DI SEGNALI E VOLTMETRI ELETTRONICI . . . . **L. 200**

P. Soati — MANUALE DELLE RADIOCOMUNICAZIONI . . **L. 300**

Ing. M. Della Rocca — LA PIEZO-ELETTRICITA' . . . . . **L. 400**

I volumi sopra elencati possono essere richiesti all'Amministrazione della "EDITRICE IL ROSTRO„ in Milano, Via Senato N. 24, o presso le principali Librerie.

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali
CERTIFICATO DI ALLIBRAMENTO
Versamento di L. ....
eseguito da ....
residente in ....
via ....
sul c/c N. **3-24227** intestato a:
Editrice "IL ROSTRO„ s. r. l.
Via Senato, 24 - MILANO
Addì (1) 194
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
N. .... del bollettario ch 9
Bollo a data dell'ufficio accettante

Indicare a tergo la causale del versamento

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali
BOLLETTINO per un versamento di L. ....
Lire .... (in lettere)
eseguito da ....
residente in ....
via ....
sul c/c N. **3-24227** intestato a:
Editrice "IL ROSTRO„ - Via Senato, 24 - MILANO
nell'ufficio dei conti di MILANO
Addì (1) 194
Firma del versante
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
Spazio riservato all'ufficio dei conti
Tassa di L. ....
Bollo a data dell'ufficio accettante
Cartellino del bollettario
L'ufficiale di Posta
Mod. ch. n. 8 bis
Edis. 1940-XVIII

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali
RICEVUTA di un versamento
di L. ....
Lire .... (in lettere)
eseguito da ....
sul c/c N. **3-24227** intestato a:
l'Amm.ne della Rivista "l'Antenna„
Editrice "IL ROSTRO„ s. r. l.
Via Senato, 24 - MILANO
Addì (1) 194
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
Tassa di L. ....
numerato di accettazione
L'ufficiale di Posta
Bollo a data dell'ufficio accettante

La presente ricevuta non è valida se non porta nell'apposito spazio il cartellino gommato numerato

(1) La data dev'essere quella del giorno in cui si effettua il versamento.

Per abbonarsi

basta staccare l'unito modulo di Conto Corrente Postale, riempirlo e fare il dovuto versamento in un Ufficio Postale Con questo sistema, semplice ed economico si evitano ritardi, disguidi ed errori. L'abbonamento per il 1950 (XXII della Rivista) è invariato: L. 2000 + 40 (i. g. e.); estero il doppio.

AVVERTENZE

Il versamento in conto corrente è il mezzo più semplice e più economico per effettuare rimesse di denaro a favore di chi abbia un c/c postale.

Chiunque, anche se non è correntista, può effettuare versamenti a favore di un correntista. Presso ogni ufficio postale esiste un elenco generale dei correntisti che può essere consultato dal pubblico.

Per eseguire il versamento il versante deve compilare in tutte le sue parti, a macchina o a mano, purchè con inchiostro, il presente bollettino (indicando con chiarezza il numero e la intestazione del conto ricevente qualora già non vi siano impressi a stampa) e presentarlo all'ufficio postale, insieme con l'importo del versamento stesso.

Sulle varie parti del bollettino dovrà essere chiaramente indicata, a cura del versante, l'effettiva data in cui avviene l'operazione.

Non sono ammessi bollettini recanti cancellature, abrasioni o correzioni.

I bollettini di versamento sono di regola spediti, già predisposti, dai correntisti stessi ai propri corrispondenti; ma possono anche essere forniti dagli uffici postali a chi li richieda per fare versamenti immediati.

A tergo dei certificati di allibramento i versanti possono scrivere brevi comunicazioni all'indirizzo dei correntisti destinatari, cui i certificati anzidetti sono spediti a cura dell'ufficio conti rispettivo.

L'ufficio postale deve restituire al versante, quale ricevuta dell'effettuato versamento, l'ultima parte del presente modulo, debitamente completata e firmata.

Spazio riservato per le comunicazioni del mittente:

Per abbonamento 1950

★★

Parte riservata all'Ufficio dei conti.
N. .... dell'operazione

Bollo a data dell'ufficio accettante

Dopo la presente operazione il credito del conto è di L. ....

Il Contabile

Ai nuovi abbonati che faranno l'abbonamento entro il 30 novembre p. v. sarà inviato in omaggio il Fascicolo speciale sulla Televisione che **l'antenna** ha pubblicato in occasione della I.ª Mostra Internazionale di Televisione di Milano.

MILANO
VIA MARIO BIANCO 3
TELEFONO 28.77.12
Via G. B. CARTA 8

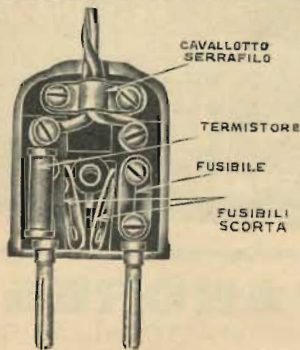
SYLVANA RADIO di NINO BOTTONI

TELEF. 28.33.35 - MILANO - VIA TERMOPILI 38

Mod. SB 87

5 valvole - 4 gamme d'onda da 12 a 580 mt. - Sensibilità - Selettività - Massima purezza di voce - Alimentazione universale - Mobile finemente lavorato in radica pregiata - Lussuosa scala in cristallo a specchio - Indice scorrevolissimo - Dimensioni cm. 65x34x27 - Un anno di garanzia - Facilitazioni di pagamento - Sconto ai rivenditori - Prezzi di assoluta concorrenza.

ALTRI MODELLI

SB 85 - 5 valvole 2 gamme d'onda
SB 86 - 5 valvole 2 gamme d'onda
SB 88 - 6 valvole più occhio magico 4 gamme d'onda

Nr. 8345 da 100 mA
» 8346 » 150 »
» 8347 » 300 »

Fra le novità

esposte alla recente Mostra della Radio, ha destato vivo interesse presso i radiotecnici **la spina valvola Marcucci con termistore.**

che con la proprietà di abolire la punta di tensione all'atto dell'accensione degli apparecchi radio, praticamente elimina una delle cause principali per cui gli apparecchi facilmente sono soggetti a guastarsi, specialmente se le valvole sono sotto carico diretto senza trasformatore.

RICHIEDERE PROSPETTO E PREZZI

M. Marcucci & C. - Milano

Via F.lli Bronzetti 37 - Telefono 52.775

Tutto per la Radio

SCATOLE DI MONTAGGIO

COMPLETE E GARANTITE
A PREZZI MODICISSIMI

SI SPEDISCONO SCHEMI E ILLUSTRAZIONI CONTRO INVIO DI L. 100 (anche in francobolli)

F.A.R.E.F. - Milano - Largo La Foppa 6 - Tel. 63.11.58

MODELLO EXTRA FG4
5 VALVOLE 4 GAMME D'ONDA E FONO

Autorizzazione del Tribunale di Milano del 9-9-48 N. 464 del Registro - Direttore Respons. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Editrice IL ROSTRO - Tip. TIPEZ Via G. da Cermenate 58
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S. T. E - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

RADIOCONI
dà colore alla musica
RICCI 49
UFF.: MILANO - VIA DELLA MADDALENA, 3 - TELEF. 87.865 - 87.900
STAB.: MILANO - VIA F. PIZZI, 29 - TELEFONI: 52.215 - 58.00.98